



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



La norma ISDB-T y un receptor implementado en SDR

TESIS PRESENTADA A LA FACULTAD DE INGENIERÍA DE LA
UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Pablo Flores Guridi

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
MAGISTER EN INGENIERÍA ELÉCTRICA.

DIRECTORES DE TESIS

Prof. María Simon Universidad de la República
Dr. Federico La Rocca Universidad de la República

TRIBUNAL

Dr. Rafael Sotelo Universidad de la República
Dr. Federico Lecumberry Universidad de la República
M.Sc. Anderson Fagiani Instituto Nacional de Telecomunicações

DIRECTOR ACADÉMICO

Prof. María Simon Universidad de la República

Montevideo
23 de diciembre de 2016

La norma ISDB-T y un receptor implementado en SDR, Pablo Flores Guridi.

ISSN 1688-2806

Esta tesis fue preparada en L^AT_EX usando la clase iietesis (v1.1).

Contiene un total de 111 páginas.

Compilada el jueves 6 abril, 2017.

<http://iie.fing.edu.uy/>



UNIVERSIDAD
DE LA REPÚBLICA
URUGUAY

UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA

ACTA DE DEFENSA

TESIS DE MAESTRÍA



Fecha: Viernes 23 de diciembre de 2016 .-

Lugar: Montevideo, Facultad de Ingeniería – Universidad de la República.-

Plan de Estudio: Maestría en Ingeniería Eléctrica.-

Aspirante: Pablo Ricardo Flores Guridi.-

Documento de Identidad: 4.471.252-8

Director/es de Tesis: Prof. María Simon (DT); Dr. Federico La Rocca (coDT).-

Tribunal: Federico Lecumberry (IIE, Fac. Ingeniería);

Rafael Sotelo (IIE, Fac. Ingeniería);

Anderson Fagiani (INATEL, Brasil).-

Los miembros del Tribunal hacen constar que en el día de la fecha el **Sr. Ing. Pablo Flores** ha sido **APROBADO** en la defensa de su **Tesis de Maestría** titulada: “**La norma ISDB-T y un receptor implementado en SDR**” .

La resolución del Tribunal se fundamenta en los puntos detallados a continuación:

La Tesis trata sobre el estándar de televisión digital terrestre ISDB-T utilizado en Uruguay incluyendo aspectos que no son cubiertos con la misma profundidad en la literatura. Se incluye una detallada descripción del estándar ISDB-T, así como conceptos fundamentales de las telecomunicaciones, profundizando en puntos desafiantes pensando en su implementación. Además se realiza una implementación de un receptor ISDB-T en una plataforma libre y abierta como las Radios Definidas por Software.

Es de destacar el aporte de parte de los módulos de software desarrollados en esta tesis en la comunidad GNU Radio (*Comprehensive GNU Radio Archive Network*).

Además del trabajo de estudio de la norma y la implementación, ha realizado trabajo de campo en mediciones de la señal ISDB-T, participado en la generación de protocolos para la homologación de receptores ISDB-T y ha participado en varios proyectos de investigación relacionados con la temática. Esto le ha permitido alcanzar una formación complementaria profesional además de la académica buscada en el posgrado.

La implementación realizada es comparada como herramienta de análisis de calidad de señal en transmisiones con un analizador comercial.



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA



La Tesis dio lugar a dos publicaciones de conferencia. Asimismo, plantea temas para continuar líneas de investigación futuras.

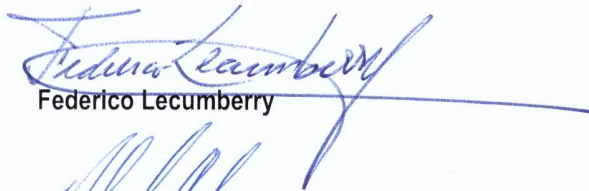
La Tesis está muy bien escrita y organizada, y brinda referencias suficientes y adecuadas.

La presentación oral fue muy clara y muy didáctica, seleccionando adecuadamente el material a exponer. Esto demuestra un perfil docente claramente marcado, con una preocupación por la transmisión de los conocimientos tanto a estudiantes y como a egresados.

El aspirante respondió con amplia solvencia las preguntas del tribunal, mostrando sólido conocimiento de las disciplinas involucrada.

Para que conste,

Firmas originales



Federico Lecumberry



Rafael Sotelo



Anderson Fagiani

Agradecimientos

A Magela García por estar siempre. A mis padres y mis dos hermanas por el apoyo constante. A mi familia y mis amigos. A Federico Lecumberry, Juan Pechiar y Rafael Sotelo por invitarme a esta aventura. A Juan Pablo Garella y Gustavo Guimerans por haber compartido tantos buenos momentos. A Javier Baliosian, Eduardo Grampín, Ewelina Bakala, Germán Hoffman, Matías Nassi y Federico Orihuela. Al Centro de Ensayos de Software. A María Simon, por su confianza, y a Federico La Rocca por su compromiso absoluto. A todo el Grupo Artes. A Anderson Fagiani y el Instituto Nacional de Telecomunicações por haberme ayudado a dar los primeros pasos. A la Dirección Nacional de Telecomunicaciones y Servicios de Comunicación Audiovisual (DINATEL) y a la Agencia Nacional de Investigación e Innovación (ANII), por dar condiciones y su confianza. A Fernando Angeloro. A todos los integrantes del Gallinero. A Marcelo Coggan, Juan Pablo Saibene y todo el equipo de Ingeniería de TCC por apoyar y fomentar mis estudios.

Al Instituto de Ingeniería Eléctrica y sus increíbles personas, y a toda la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República, por regalarme esta carrera que es mi pasión.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

A Maque.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

Al igual que la gran mayoría de los países de la región, Uruguay adoptó en 2011 la norma ISDB-T como estándar para la transmisión de televisión digital terrestre abierta. Por tratarse de una tecnología nueva en nuestro país, al momento de la adopción su conocimiento era escaso. En este contexto, la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República decidió aprovechar la oportunidad para realizar una apropiación tecnológica. Esto es, dedicar esfuerzos y recursos en estudiar la norma y formar especialistas en la materia. Durante este proceso se llevaron a cabo varios proyectos de investigación entre los que se destaca la implementación de *gr-isdbt*, un receptor ISDB-T basado en software y completamente abierto. Su motivación fue que no es posible comprender a fondo una tecnología sin enfrentarse al desafío de lidiar con implementaciones reales.

Esta tesis presenta en detalle la norma ISDB-T, en particular los puntos en los que el estándar no profundiza. Luego, explica cómo se implementó *gr-isdbt* y aborda en detalle la algoritmia detrás de los bloques principales.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Tabla de contenidos

Agradecimientos	I
Resumen	V
1. Introducción	1
2. Fundamento Teórico	7
2.1. Canal inalámbrico	7
2.1.1. Mecanismos de propagación	8
2.1.2. Ruido	9
2.1.3. Pérdidas por propagación y obstáculos	11
2.1.4. Desvanecimiento por multicamino	14
2.1.5. Efecto Doppler	16
2.2. Sistemas OFDM	16
2.2.1. Fundamentos	17
2.2.2. Modelo continuo	18
2.2.3. Modelo discreto	22
2.3. No idealidades en los receptores	23
2.3.1. Desvío en la frecuencia de la portadora	23
2.3.2. Desvío en el reloj interno	24
2.3.3. Ruido de fase	25
2.3.4. Desbalance I/Q	26
2.3.5. Desvío DC	27
3. Sistema Transmisor ISDB-T	31
3.1. Consideraciones generales	31
3.2. Diagrama en bloques	34
3.2.1. TS Remux	34
3.2.2. Codificador Reed Solomon	40
3.2.3. Divisor jerárquico	41
3.2.4. Dispensor de energía	41
3.2.5. Entrelazamiento de byte	42
3.2.6. Código convolucional	43
3.2.7. Entrelazamiento de bit y modulación	44
3.2.8. Combinación jerárquica	48
3.2.9. Entrelazamiento temporal	49

Tabla de contenidos

3.2.10. Entrelazamiento frecuencial	52
3.2.11. Estructura de cuadro OFDM	54
3.2.12. Configuración de segmento OFDM para la modulación coherente	55
3.2.13. Portadoras dispersas (<i>SP, Scattered Pilots</i>)	55
3.2.14. Portadora TMCC	56
3.2.15. Portadoras auxiliares (<i>AC, Auxiliary Channel</i>)	57
3.2.16. Transformada rápida inversa de Fourier	58
3.2.17. Agregado del prefijo cíclico	59
3.2.18. Bitrate útil en ISDB-T	60
4. Radio Definida por Software	61
4.1. GNU Radio	62
5. gr-isdbt: un Receptor ISDB-T Implementado en GNU Radio	67
5.1. Sincronización OFDM: adquisición	68
5.2. Sincronización OFDM: seguimiento	70
5.2.1. Corrección entera de frecuencia	70
5.2.2. Estimación de canal	71
5.2.3. Seguimiento de tiempo y frecuencia	71
5.3. Decodificación de la TMCC y bloques restantes	73
5.4. <i>gr-isdbt</i> como sistema de medición	75
5.4.1. Algunas definiciones	76
5.4.2. Pruebas de laboratorio	78
6. Conclusiones y trabajo a futuro	85
Referencias	87
Índice de tablas	93
Índice de figuras	94

Capítulo 1

Introducción

En el Decreto número 077/011 del 17 febrero de 2011 [1], Uruguay selecciona a la norma japonesa ISDB-T como estándar para la transmisión de televisión digital abierta, tal y como hizo la gran mayoría de los países de la región, particularmente Brasil. Este Decreto revoca al Decreto número 315/007 del 27 de agosto de 2007 [2] en el que Uruguay había previamente elegido a DVB-T, la norma europea. La justificación fue puramente por razones geopolíticas y de integración regional. Al momento de la adopción de la norma su conocimiento en el país, y en particular en la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República, era escaso, si no nulo.

Desde la adopción de ISDB-T, la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República se ha puesto como objetivo su apropiación tecnológica. Esto es, estudiarla y comprenderla, con el fin último de generar conocimiento en la materia, que podrá ser transmitido a los estudiantes en los distintos cursos y seminarios, de grado y posgrado, que brinda nuestra institución. Para eso se han realizado varios proyectos de investigación que dieron lugar a más de un proyecto de grado en las carreras Ingeniería Eléctrica e Ingeniería en Computación, y más de una tesis de Maestría.

Mis trabajos de Maestría estuvieron enmarcados dentro de esta apropiación tecnológica y el objetivo de este documento es registrar gran parte del trabajo realizado y el conocimiento adquirido durante todo este proceso. En particular, esta tesis se centra en el sistema transmisor del estándar ISDB-T. Busca explicar las áreas que entendemos la norma no deja del todo claras, y los porqués de cada bloque de procesamiento. Basado en la idea de que no es posible comprender a fondo una tecnología sin enfrentarse al desafío de lidiar con implementaciones reales, decidimos implementar *gr-isdbt* [3], un receptor de televisión digital en el estándar ISDB-T, hecho en software y completamente abierto. Esta tesis también presenta en profundidad este receptor, y detalla los algoritmos implementados para la correcta recepción de la señal.

Las siglas ISDB-T refieren a *Integrated Services Digital Broadcasting, Terrestrial*, y se trata de la norma japonesa de televisión digital terrestre. La palabra terrestre se refiere a que las ondas electromagnéticas se desplazan desde el transmisor hacia el receptor circundando la superficie de la Tierra. Otras tecnologías,

Capítulo 1. Introducción

como por ejemplo la televisión por cable, requieren de un cable como medio físico para hacer llegar las señales a los receptores. Por otro lado, la televisión satelital requiere de enlaces con línea de vista entre satélite y receptor (o transmisor), por utilizar en general frecuencias bastante más altas. Un estándar de televisión digital terrestre no tiene por qué utilizarse para transmitir televisión digital abierta, las señales pueden ser encriptadas al igual que en cualquier otra tecnología.

Además de ISDB-T, en el mundo conviven varias familias de estándares que implementan la transmisión de televisión digital, ya sea terrestre, satelital o por cable. Tal es el caso de la norma norteamericana ATSC (*Advanced Television Systems Comitee*) [4], la norma china DTMB (*Digital Terrestrial Multimedia Broadcast*) [5] y la norma europea DVB (*Digital Video Broadcasting*) [6]. Para el caso de la televisión digital terrestre abierta, los distintos países han ido adoptado uno u otro estándar en función de decisiones técnicas, políticas o económicas. En la figura 1.1 se muestra cómo se distribuyen hoy los distintos estándares de televisión digital terrestre en todo el mundo.

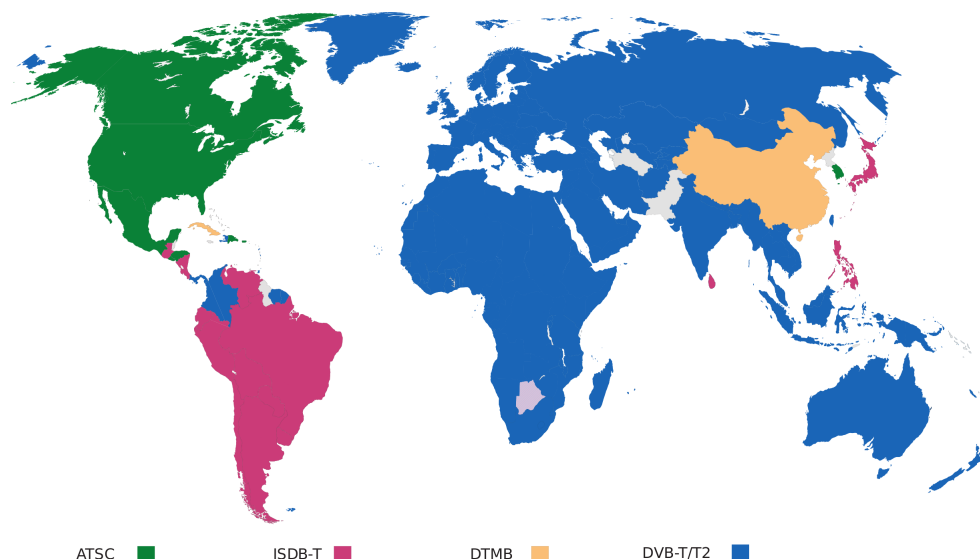


Figura 1.1: Distribución de los distintos estándares de televisión digital terrestre a lo largo de todo el mundo [7].

Resulta claro a partir de la figura 1.1 que el estándar más ampliamente adoptado es DVB-T. Fue incorporado por todos los países de Europa y Oceanía, y casi todos los países de África y Asia. A estos se suman algunos pocos países en América. Sin embargo, es importante tomar en cuenta que en la figura 1.1 no se distingue entre DVB-T y DVB-T2. Por otra parte, también resulta importante mencionar que la versión del estándar ISDB-T adoptada por los países de Latinoamérica no es exactamente la misma que diseñó Japón. Durante el proceso de adopción de la norma, Brasil decidió realizarle principalmente dos grandes cambios: el estándar de codificación de fuente lo modificó de MPEG-2 a MPEG-4, y definió como estándar de interactividad a Ginga en vez de BML. La nueva versión de la norma se conoció como ISDB-Tb [8], y luego *ISDB-T International* debido a que los distintos

países que la región le fueron realizando pequeñas modificaciones en función de sus necesidades [9].

Debido a la convivencia de todas estas normas, incompatibles entre sí, y el cambio en el estándar adoptado por parte de Uruguay de DVB-T a ISDB-T, entre otras razones; la Dirección Nacional de Telecomunicaciones y Servicios de Comunicación Audiovisual (DINATEL) pidió a nuestra Facultad de Ingeniería que se encargara de diseñar e implementar un protocolo para la homologación de receptores de televisión digital terrestre en estándar ISDB-T. El objetivo fue dar garantías a quienes compraran televisores que el equipo adquirido fuera compatible con la televisión digital abierta uruguaya. El Decreto 143/013 del 9 de mayo de 2013 [10] establece que la institución encargada de realizar las pruebas de conformidad, y posteriormente emitir los certificados que permitan la importación de los equipos receptores, es el Laboratorio Tecnológico de Uruguay (LATU).

El protocolo se centró en dos aspectos principales: la correcta recepción y decodificación de las señales, y la interactividad. Las pruebas referidas al primer punto fueron encomendadas al Instituto de Ingeniería Eléctrica (IIE), en tanto que las pruebas de interactividad estuvieron a cargo del Instituto de Computación (InCo). Todo el trabajo fue coordinado por el Centro de Ensayos de Software (CES) que posee un amplio conocimiento en el desarrollo de pruebas de conformidad. Una vez implementado, el protocolo fue publicado en la página web de DINATEL [11] y se capacitó a personal LATU para que llevaran a cabo las pruebas. Lo han venido haciendo con muy buenos resultados desde mediados de 2014. La experiencia lograda durante este trabajo fue publicada en [12], [13] y [14]. En esos artículos además se puede leer una descripción bastante más detallada de todo el proceso.

Uno de los puntos clave a la hora de desplegar un nuevo sistema de televisión es su área de cobertura o servicio. Resulta importante, tanto para el radiodifusor como para los órganos regulador y de contralor, que se garanticen áreas de servicio similares a las previamente existentes. Por ejemplo, el Decreto 144/013 del 9 de mayo de 2013 [15] que llama a interesados a brindar servicios de televisión digital abierta comercial en el departamento de Montevideo, define como área de servicio a toda la región de cobertura con intensidad de campo mayor o igual a $51\text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$. Además dice que esos cálculos deben ser realizados con la Recomendación ITU-R P.1546-4. Es responsabilidad de los radiodifusores elegir la potencia del transmisor, altura de la antena transmisora y su patrón de radiación de manera que estos valores umbrales sean alcanzados en toda el área de servicio objetivo. Para tales fines existen herramientas de software, muy completas pero a la vez licenciadas y caras, que implementan la recomendación requerida y permiten realizar las estimaciones.

Entre 2013 y 2014 trabajamos en el proyecto “Mediciones y Modelo de Cobertura de TVDT”, financiado por DINATEL a través del Fondo Sectorial Televisión Digital de la Agencia Nacional de Investigación e Innovación (ANII), que tuvo por objetivo implementar la Recomendación ITU-R P.1546-4 en un paquete de software capaz que realizar estimaciones de cobertura. Este software fue basado en SAPO [16], una herramienta diseñada originalmente para el cálculo de áreas de servicio para telefonía móvil. Las modificaciones fueron realizadas, y luego complementadas por una campaña de mediciones que sugirió cuáles son las variables

Capítulo 1. Introducción

óptimas que deben definirse en la recomendación de manera de que la estimación sea lo más precisa posible para nuestro territorio. Este proyecto formó parte del proyecto de grado en la carrera Ingeniería Eléctrica de los estudiantes Andrés Gómez, Agustín Labandera y Gonzalo Marín [17], y además sus resultados fueron publicados en [18].

El receptor *gr-isdbt* fue implementado durante otro proyecto, también financiado por DINATEL a través del Fondo Sectorial Televisión Digital de ANII. Este proyecto llevó el nombre “Implementación de un receptor de ISDB-T abierto y para metrología bajo el paradigma de Radio Definida por Software”, y su objetivo fue justamente el que describe su nombre. La radio definida por software, o SDR del inglés *Software Defined Radio*, tiene como objetivo implementar la mayor parte posible de un equipo de radio en software. El entorno de desarrollo utilizado fue GNU Radio [19].

El fin de implementar un receptor ISDB-T en SDR fue, entre otras cosas, utilizarlo para realizar mediciones, ya sean de nivel de señal, cantidad de errores, calidad de la constelación recibida, o lo que se requiera. Algo que comprendimos a partir del proyecto anterior, “Mediciones y Modelo de Cobertura de TVDT”, es que el equipamiento profesional que se vende en el mercado es caro y no permite acceder a los distintos puntos de la cadena de recepción. Entonces, si uno quiere implementar una medición distinta, i.e. no implementada por el equipo, no tiene otra opción que adquirir uno nuevo (o una eventual nueva licencia). Al tener un receptor implementado en software y completamente abierto es posible acceder a cualquier punto en la cadena de recepción por lo que no existe tal limitante. Los resultados de este último proyecto fueron publicados en [20] y [21]. Además, se hicieron algunas contribuciones a la comunidad que serán comentadas más adelante.

Hubo también otros muy buenos proyectos en los cuales yo no participé, pero que también formaron parte de este proceso y vale la pena mencionar. Ambos financiados por DINATEL a través del llamado Fondo Sectorial Televisión Digital de ANII. El primero, titulado “Indicadores de Calidad de Video” (VQI) [22], fue ejecutado en conjunto por las facultades de ingeniería de la Universidad de la República y la Universidad de Montevideo. Su objetivo fue la generación de indicadores de calidad percibida de video, subjetivos y objetivos, con aplicación en la televisión digital. El segundo, titulado “Sistema de Monitorización de la señal de TV Digital” (SMTVD) [23], fue llevado adelante en conjunto por la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República y el CES. Su objetivo fue implementar una plataforma para monitorear la calidad de la señal de TV Digital en la norma ISDB-T.

La estructura de este documento es la siguiente. En el capítulo 2 se presentan los conceptos fundamentales de las telecomunicaciones en parte necesarios para comprender a fondo la norma ISDB-T, y entender cuáles son los desafíos a la hora de implementar el estándar. El capítulo 3 explica el estándar ISDB-T con especial énfasis en los puntos que a nuestro criterio no están del todo claros en la norma, muchos de los cuales debieron ser comprendidos al momento de implementar *gr-isdbt*. El capítulo 4 explica qué es la radio definida por software e introduce al lector GNU Radio por medio de un ejemplo sencillo. Ya en el capítulo 5 se

presenta *gr-isdbt*, se explican sus distintos bloques de procesamiento y se abordan detalladamente los algoritmos utilizados. Además, se presenta al receptor como herramienta de medición y se comentan los resultados obtenidos una vez comparado con equipamiento profesional. Finalmente, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones, no sólo de esta tesis, sino de todo este proceso de adopción de la norma, y se comentan algunos trabajos interesantes a abordar a futuro.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 2

Fundamento Teórico

En este capítulo se presentan los conceptos fundamentales de las telecomunicaciones necesarios para comprender en parte los porqués de un sistema de comunicación inalámbrico. Aunque en este caso particular nos interesa ISDB-T, en general los problemas a enfrentar son básicamente los mismos para todas las tecnologías. Además, los distintos temas abordados le dan completitud al documento de manera de hacerlo autocontenido ya que son necesarios para comprender los capítulos siguientes.

Primero se aborda el canal inalámbrico, sus formas de propagación, algunos modelos matemáticos, y las no idealidades a tomar en cuenta a la hora de implementar un receptor de radio. Luego se estudia a fondo la modulación OFDM, que es la utilizada por el estándar ISDB-T, entre tantos otros. Además, se muestra cómo a partir de su modelo teórico continuo se desprende su implementación digital, que es la actualmente utilizada por cualquier sistema de este tipo. Finalmente, se presentan las no idealidades de los receptores, un tema de sumo interés cuando cualquier sistema de comunicación inalámbrico se lleva de la teoría a la práctica.

2.1. Canal inalámbrico

Los canales inalámbricos son un medio ampliamente utilizado por múltiples tecnologías para transmitir señales electromagnéticas, sin embargo, ser capaces de modelarlos y estimarlos resulta ser un desafío enorme. No sólo son susceptibles al ruido, sino también a la interferencia de otras señales, y a obstáculos como edificaciones, maleza, cerros y vehículos. Además, estos obstáculos pueden variar en el tiempo debido al movimiento. En ISDB-T, cerca del 10 % de los datos transmitidos sobre el canal son para poder estimarlo; para otras tecnologías más orientadas a transmisiones móviles, como por ejemplo GSM, este valor alcanza el 20 % [24].

En términos generales, podemos caracterizar a los efectos del canal en dos tipos: *desvanecimiento de larga escala* y *desvanecimiento de escala pequeña* [25]. Para el primer caso se toman en cuenta las atenuaciones causadas por la distancia y por los obstáculos que se puedan interponer entre transmisor y receptor. Estos obstáculos son capaces de absorber, reflejar, dispersar o difractar la señal. Para

Capítulo 2. Fundamento Teórico

todos estos casos, variaciones en la potencia de la señal recibida son detectadas a distancias del orden de metros, de ahí su nombre. El desvanecimiento de escala pequeña varía al cabo de distancias cortas, del orden de la longitud de onda de la señal. Este efecto es causado por la interferencia constructiva y destructiva que se da en recepción debido a la señal arribando por múltiples caminos.

Los canales inalámbricos no son otra cosa que el medio por el cual se transmiten ondas electromagnéticas que transportan mensajes desde un transmisor hacia un receptor. En principio, uno podría calcular el campo electromagnético en recepción planteando las ecuaciones de Maxwell con las condiciones de borde correspondientes a todos los obstáculos que puedan llegar a afectar la señal. Sin embargo, esta resultaría ser una tarea altamente compleja. En primer lugar, porque en general uno no cuenta con toda la información necesaria, y en segundo lugar, aunque esa información estuviera disponible, los cálculos deberían realizarse constantemente durante la transmisión de datos, ya que es esperable que el canal varíe con el tiempo. En este sentido, es importante tener modelos que sean capaces de aproximar al canal utilizado de manera razonable, con costos computacionales relativamente bajos.

2.1.1. Mecanismos de propagación

Muy a menudo los sistemas inalámbricos (particularmente los montados en ciudades) deben funcionar sin línea de vista entre transmisor y receptor. Esto es posible porque las ondas electromagnéticas logran propagarse a través de los distintos obstáculos según cuatro mecanismos: *reflexión*, *absorción*, *difracción* y *dispersión* [24]. En la figura 2.1 se representa cada uno de ellos.

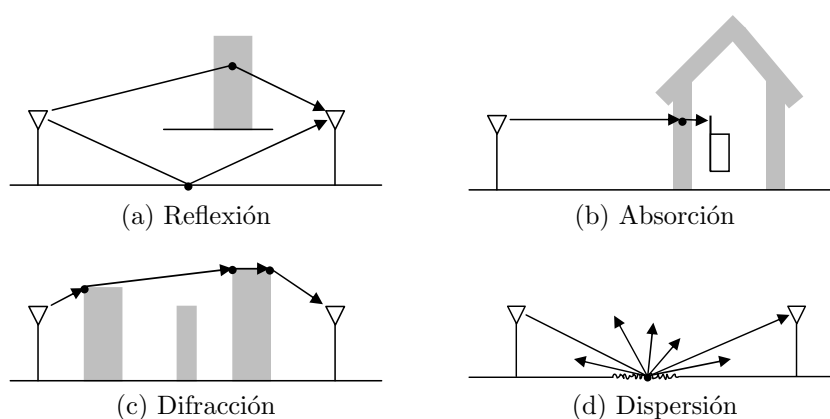


Figura 2.1: Mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas [24].

Reflexión

La reflexión ocurre cuando una onda que se propaga por determinado medio A, impacta sobre una superficie que separa al medio A del otro medio B. Parte de la energía de la onda incidente se refleja nuevamente hacia el medio A (reflexión),

2.1. Canal inalámbrico

y otra parte es transmitida hacia el medio B en un fenómeno físico denominado *refracción*. Ocurre que el ángulo formado por la onda incidente con la normal al plano reflector, es igual al de la onda reflejada, pero en dirección contraria. Además, el rayo incidente, el reflejado y la normal, se encuentran en el mismo plano.

Para tener una onda reflejada, las dimensiones del plano reflector deben ser mucho mayores a la longitud de onda de la señal incidente, de lo contrario estaríamos en presencia de un fenómeno de *difracción*. Además, la superficie del plano debe ser lisa para no tener *dispersión*.

En general, en los sistemas inalámbricos, las ondas reflejadas en las distintas superficies contribuyen de manera considerable a la potencia total recibida. Todos estos rayos que arriban al receptor por caminos alternativos, sumados a la eventual propagación por línea de vista, generan desvanecimiento por multicamino. Algo que veremos en la sección 2.1.4.

Absorción

En general, es posible que las ondas electromagnéticas alcancen al receptor, incluso si este está ubicado detrás de distintos objetos. Al atravesarlos, la señal pierde algo de potencia, pero muy a menudo todavía puede arribar a la antena receptora con energía suficiente para decodificar el mensaje.

Difracción

Este fenómeno ocurre cuando en el camino de la onda electromagnética hay obstáculos con bordes filosos. Estos bordes, que deben tener un tamaño comparable a la longitud de onda de la señal, hacen que la onda “se doble” entorno a los obstáculos, haciendo posible que alcance al receptor aunque no exista línea de vista.

Dispersión

La dispersión ocurre cuando la onda alcanza una superficie rugosa en comparación con la longitud de onda de la señal. En ese caso, la energía es reflejada en múltiples direcciones y el nivel de señal de cada rayo dispersado es bastante inferior al de la onda incidente. Sin embargo, muchas veces es suficiente para alcanzar el receptor con un nivel considerable de energía.

2.1.2. Ruido

El término *ruido* se refiere a señales eléctricas no deseadas que están siempre presentes en los sistemas de telecomunicaciones [26]. La presencia de ruido superimpuesto a una señal, en cierta forma la enmascara y puede llevar a errores en recepción a la hora de decidir entre un símbolo y otro, por lo que limita la tasa de información que puede lograr un sistema de comunicación. A grandes rasgos podemos caracterizar dos tipos de fuentes de ruido: humanas, como por ejemplo las bujías de los vehículos, y naturales, como por ejemplo el Sol que tanto afecta

Capítulo 2. Fundamento Teórico

durante los equinoccios a las comunicaciones que utilizan satélites geostacionarios (como por ejemplo la televisión satelital, analógica o digital).

En general, el ruido proveniente de fuentes humanas puede ser eliminado, por ejemplo eliminando sus fuentes o incluso blindando el sistema para que no se vea afectado. Ciertos ruidos naturales también pueden ser eliminados, pero no todos. Hay una fuente de ruido que no puede ser eliminada de ninguna manera: el ruido térmico. Este ruido es generado por el movimiento de los electrones en los componentes disipativos de los circuitos, como por ejemplo cables y resistores. Los mismos electrones que son responsables de la conducción eléctrica, también son los responsables de que exista ruido térmico.

Gracias al Teorema Central del Límite, y debido a que el ruido térmico se compone de muchas contribuciones provenientes de fuentes distintas, es posible modelarlo como un proceso Gaussiano y de media nula, $n(t)$, cuya distribución de probabilidad para un tiempo arbitrario, t , tiene la forma

$$pdf(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{n}{\sigma}\right)^2}, \quad (2.1)$$

donde σ^2 es la varianza de n .

Una de las características principales del ruido térmico es que su densidad espectral de potencia es la misma para todas las frecuencias de interés en la mayoría de los sistemas de comunicación, por lo que puede ser asumida como

$$G_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad [W/Hz], \quad (2.2)$$

con N_0 constante y el 2 se utiliza para recordar que se trata de una densidad espectral de potencia simétrica respecto del cero. Por esta razón es que lo denominamos *ruido blanco*, en comparación con la luz blanca que contiene igual cantidad de potencia en toda la banda visible de radiación electromagnética.

La ecuación (2.2) sugiere que la autocorrelación del ruido térmico es una delta, lo que quiere decir que dos muestras cualesquiera de este proceso no tendrán ningún tipo de correlación. Es interesante notar que en teoría la potencia media del ruido blanco, P_n , debe ser infinita ya que

$$P_n = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} df = \infty. \quad (2.3)$$

Pero esto es físicamente imposible, por lo que en rigor ningún ruido puede ser realmente blanco, sino que lo asumimos blanco dentro de cierta banda de interés.

Por todo esto, decimos que el ruido térmico es un ruido blanco, Gaussiano y aditivo (o AWGN del inglés *Additive White Gaussian Noise*). Decimos que es aditivo porque está superimpuesto a la señal, no hay mecanismos multiplicativos de ningún tipo. Como cada muestra del proceso es independiente de las demás, decimos además que un canal de comunicaciones afectado por este tipo de ruido es un canal sin memoria, ya que afecta a cada símbolo de manera independiente.

El ruido térmico se encuentra en todos los sistemas de comunicación, y como es imposible deshacerse de él, muy a menudo se trata de la fuente principal de

2.1. Canal inalámbrico

ruido. Además, como se trata de ruido Gaussiano de media cero, es caracterizado completamente por su varianza, o lo que es lo mismo, su potencia. Es por estas razones que el ruido AWGN es el más comúnmente utilizado para modelar y poner a prueba distintos sistemas de comunicación. De hecho, un canal ideal, sólo afectado con ruido AWGN es siempre un buen comienzo para cualquier análisis teórico.

2.1.3. Pérdidas por propagación y obstáculos

Las pérdidas por propagación, o *path loss* como se conoce comúnmente del inglés, son las reducciones en la densidad de potencia de la señal electromagnética conforme el frente de onda se aleja del transmisor. En el caso ideal, en el que no hay ningún obstáculo entre transmisor y receptor, la señal se propaga en línea recta entre ambos. El modelo de canal asociado a esta transmisión se denomina línea de vista (LOS, del inglés *line of sight*). Las variaciones en la potencia de la señal en estos casos se dan al cabo de grandes distancias (100 a 1000 metros).

Las pérdidas por obstáculos, o *shadowing*, ocurren cuando hay obstrucciones entre transmisor y receptor. Variaciones en estas pérdidas ocurren a distancias proporcionales al tamaño de los obstáculos (10 a 100 metros).

Pérdidas por propagación en el espacio libre

Cuando hay línea de vista entre transmisor y receptor podemos calcular la señal recibida, $r(t)$, en función de la señal transmitida, $u(t)$, según [27]

$$r(t) = \Re \left\{ \frac{\lambda \sqrt{G_l} e^{-j2\pi d/\lambda}}{4\pi d} u(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}, \quad (2.4)$$

donde $\sqrt{G_l}$ es la raíz cuadrada del producto de los patrones de radiación de la antena transmisora y receptora en la dirección de propagación de la señal, la fase $e^{-j2\pi d/\lambda}$ se debe a la distancia d que se desplazó la onda, f_c es la frecuencia de la portadora y λ representa la longitud de onda de la señal.

Sean P_t y P_r la potencia transmitida y recibida respectivamente, es posible relacionarlas a ambas, basado en la ecuación (2.4), según

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[\frac{\sqrt{G_l} \lambda}{4\pi d} \right]^2. \quad (2.5)$$

La primera conclusión que se puede sacar a partir de la ecuación (2.5) es el ya conocido resultado de que la potencia de una onda electromagnética que se desplaza en el espacio libre cae cuadráticamente con la distancia d . La potencia de la señal recibida es además proporcional al cuadrado de la longitud de onda de la señal, por lo que al aumentar la frecuencia de la señal transmitida, la potencia recibida decrece.

Se define como *ganancia de espacio libre* (P_G) al resultado de la ecuación 2.5 en decibeles,

$$P_G[dB] = 10 \log_{10} \frac{P_r}{P_t} = 10 \log_{10} \frac{G_l \lambda^2}{(4\pi d)^2}. \quad (2.6)$$

Capítulo 2. Fundamento Teórico

Además, se define como *pérdida por espacio libre* (P_L) al opuesto de $P_G[dB]$, también en decibeles:

$$P_L[dB] = -P_G[dB] = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} = -10 \log_{10} \frac{G_l \lambda^2}{(4\pi d)^2}. \quad (2.7)$$

Es directo ver que, sean $P_{L0}[dB]$ las pérdidas por espacio libre a determinada distancia d_0 del transmisor, es posible calcular estas pérdidas a cualquier otra distancia d según

$$P_L[dB] = P_{L0}[dB] + 20 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2.8)$$

Desvanecimiento por la obstaculización de la señal

Es esperable que una señal transmitida por un canal inalámbrico sufra obstrucciones aleatorias debido a objetos que eventualmente se ubican en el camino de la señal, lo que generará que a una distancia determinada del transmisor la potencia recibida también sea aleatoria. Estas variaciones también pueden ser ocasionadas por cambios en los distintos objetos que pueden llegar a reflejar, difractar y dispersar la señal. Como toda esta información es en general desconocida, este tipo de atenuaciones deben ser caracterizadas por medio de modelos estadísticos.

Es posible extender la ecuación (2.8) obtenida para el caso ideal, para lograr el bien conocido modelo estadístico de la ecuación (2.9), que ha sido puesto a prueba para entornos de propagación exteriores [28] e interiores [29] arrojando muy buenos resultados. La expresión matemática del modelo es,

$$P_L[dB] = P_{L0}[dB] + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S, \quad (2.9)$$

donde γ es conocido como el exponente de pérdidas por propagación y puede tomar distintos valores dependiendo del entorno. En particular, para espacio libre su valor es trivial, $\gamma = 2$. S es una variable Gaussiana, de media nula y desviación estándar σ , que modela la obstaculización de la señal, o como se lo conoce en inglés, el *shadowing*.

Modelos empíricos de atenuación

En general los sistemas de comunicación inalámbricos operan en entornos no controlados, difíciles de modelar matemáticamente. Por este motivo, se han implementado a lo largo del tiempo varios modelos empíricos basados en mediciones reales realizadas para ciertas distancias, frecuencias y características geográficas. Estos modelos son de gran utilidad a la hora de diseñar redes inalámbricas porque permiten realizar estimaciones de cobertura, y predecir en términos generales qué potencia debe tener el transmisor, su altura y cómo debe ser el patrón de radiación de la antena, entre otras cosas.

Los modelos empíricos caracterizan las pérdidas por propagación $P_L(d) = P_r/P_t$ en función de la distancia d , para ciertas frecuencias y tipos de áreas geográficas. Por tratarse de mediciones reales, éstas no sólo incluyen pérdidas por propagación en espacio libre, sino también pérdidas por obstáculos y multicamino. De

2.1. Canal inalámbrico

manera de remover los efectos del multicamino, lo que se hace típicamente es promediar las mediciones, para una misma ubicación, en un entorno de varias longitudes de onda. Este promedio es denominado atenuación local media a la distancia d (LMA, del inglés *Local Mean Attenuation*) [27]. Es esperable que la LMA decrezca con la distancia debido a las pérdidas por propagación y los obstáculos. Debe considerarse que el cálculo de la LMA dependerá fuertemente de la ubicación del transmisor y los puntos en dónde fueron realizadas las medidas de campo. Por esta razón, para caracterizar la LMA de una manera más genérica, las mediciones se repiten en más de un entorno con similares características, como por ejemplo otras ciudades parecidas, para luego promediar los resultados obtenidos.

Uno de los modelos más comunes para redes celulares en ambientes urbanos es el propuesto por Okumura *et al.* [30] luego de una extensiva campaña de medidas dentro de la ciudad de Tokyo. Este modelo es aplicable a distancias entre $1-100\text{km}$, y rangos de frecuencia entre $150-1500\text{MHz}$. Se basa en un conjunto de curvas que arrojan medianas de atenuación relativas a las pérdidas por espacio libre, en terrenos irregulares. A la atenuación total se le debe descontar ciertos factores de atenuación dependientes de la altura de la antena transmisora, la altura de la antena móvil, el tipo de terreno y el entorno [27, 31].

El modelo de Hata [32], también conocido como Okumura-Hata, se trata de formulaciones empíricas de las curvas obtenidas por Okumura. Busca facilitar el método de Okumura para que pueda ser utilizado computacionalmente, mediante la aplicación de fórmulas matemáticas cerradas, sin necesidad de consultar tablas. El rango de frecuencias en el que aplica el modelo es el mismo que el original, $150-1500\text{km}$, pero las distancias son inferiores, $1-20\text{km}$. Es aplicable sólo para terrenos suaves, no irregulares; además, su fórmula estándar es para pérdidas en áreas urbanas, para otros casos se debe aplicar correcciones.

El modelo COST 231 [33] fue implementado por la Cooperación Europea en el Campo de la Investigación Científica y Técnica (*COopération européenne dans le domaine de la recherche Scientifique et Technique*, COST), y no es otra cosa que una extensión del modelo Okumura-Hata para ser utilizado en un rango de frecuencias hasta 2GHz .

Todos los modelos anteriores, si bien son los más famosos y ampliamente utilizados, fueron pensados para redes celulares. Estas redes dan cobertura a una determinada región subdividiéndola en celdas, en las que una determinada radio-base presta servicios. Este no es el caso de la radiodifusión, en la que en general se tiene un único punto de transmisión encargado de dar toda la cobertura. Para el cálculo de la cobertura en estos casos se acostumbra en cambio a utilizar la recomendación ITU-R P.1546 de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (*International Telecommunications Union, ITU*).

La recomendación ITU-R P.1546 [34] describe un método de predicción de propagación radioeléctrica punto a zona para servicios terrestres en la gama de frecuencias de $30-3000\text{MHz}$. Está pensada para circuitos radioeléctricos troposféricos en trayectos terrestres, trayectos marítimos y/o trayectos mixtos terrestre-marítimo entre $1-1000\text{km}$ de longitud para alturas de antena de transmisión efectivas menores de 3000m . El método se basa en la interpolación/extrapolación de

Capítulo 2. Fundamento Teórico

curvas de intensidad de campo obtenidas empíricamente en función de la distancia, la altura de la antena, la frecuencia y el porcentaje de tiempo en el que la intensidad indicada por la curva es rebasada. El procedimiento de cálculo incluye además correcciones de los resultados que se obtienen de la interpolación/extrapolación a fin de reflejar el despejamiento del terreno y los obstáculos que obstruyen el terminal. Las curvas disponibles en la recomendación representan los valores de la intensidad de campo para una potencia radiada aparente de 1 kW a las frecuencias nominales de 100 , 600 y 2000 MHz . Cada una de ellas para 1% , 10% y 50% del tiempo, para trayectos terrestres o marítimos. Las curvas de propagación representan los valores de intensidad de campo rebasados en el 50% de las ubicaciones dentro de un área cualquiera normalmente de $500 \times 500\text{ m}^2$.

2.1.4. Desvanecimiento por multicamino

El desvanecimiento por multicamino es causado por la propagación de la señal desde el transmisor hacia el receptor por medio de múltiples trayectos, sumados a la eventual línea de vista. Tal y como se muestra en la figura 2.2, este fenómeno se da cuando existen objetos en el entorno que puedan llegar a desviar distintos rayos hacia el receptor, como ser edificios, cerros o incluso el propio suelo.

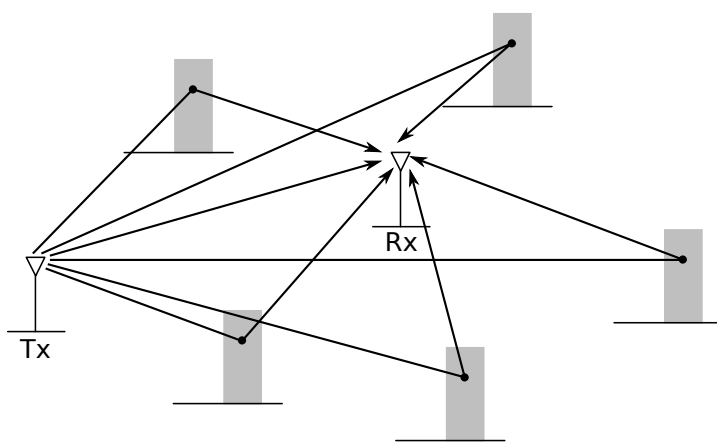


Figura 2.2: Desvanecimiento multicamino causado por obstáculos estacionarios.

Como la velocidad en la que se propagan las ondas electromagnéticas es constante, si cada camino tiene una longitud distinta (como es esperable que suceda), el instante de arribo de cada uno será diferente, por lo que el receptor percibirá varias versiones de la misma señal retardadas entre sí. En general, llamamos al primero “camino principal” porque, además de llegar primero, es esperable que sea la contribución principal de potencia debido a que, en general, los caminos más largos estarán más atenuados.

La respuesta al impulso de un canal multicamino (con P caminos) invariante

2.1. Canal inalámbrico

en el tiempo, $h(t)$, puede ser escrita como

$$h(t) = \sum_{p=0}^{P-1} h_p \cdot \delta(t - \tau_p), \quad (2.10)$$

donde h_p depende de cada camino, particularmente su longitud, y τ_p es el retardo asociado al camino p -ésimo.

Es interesante detenerse en este punto para analizar la ecuación (2.10) y ver que para el caso particular de una transmisión en espacio libre, la respuesta al impulso del canal será una única delta retardada, multiplicada por el complejo

$$h_0 = \frac{\lambda \sqrt{G_T} e^{-j2\pi d/\lambda}}{4\pi d}. \quad (2.11)$$

En términos un poco más generales, podemos ver que si un canal cuenta con un único camino entre el transmisor y el receptor, tendrá una respuesta al impulso del tipo

$$h(t) = h_0 \delta(t - \tau_0), \quad (2.12)$$

o lo que es lo mismo, una respuesta en frecuencia constante a lo largo de todo el espectro. Sin embargo, si la señal alcanza al receptor por más de un camino, la respuesta del canal será selectiva en frecuencia. Finalmente, el tamaño del soporte de $h(t)$ en segundos nos dará información acerca del máximo retardo entre el camino principal y el último a ser considerado.

Para canales multicamino variables en el tiempo, en cada instante t tendremos una versión de la ecuación (2.10) distinta, $h(\tau, t)$. Esta notación que en principio puede resultar un poco incómoda debido a la existencia de dos coordenadas distintas en la misma dimensión (el tiempo, t y τ), puede ser interpretada bajo la hipótesis de que el tiempo transcurrido entre dos observaciones será siempre mucho mayor que el soporte de la respuesta al impulso del canal, o lo que es lo mismo $\tau \ll t$. Esta idea se muestra en la figura 2.3.

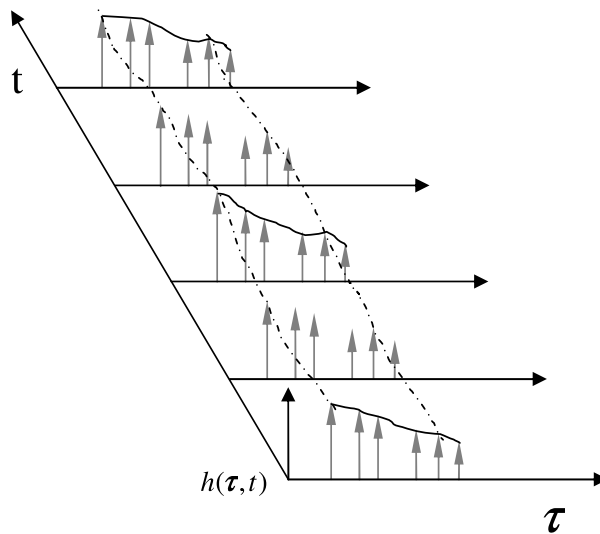


Figura 2.3: Representación de $h(\tau, t)$ [24]. Las escalas de tiempo no son representativas.

Capítulo 2. Fundamento Teórico

Para análisis teóricos, resultaría extremadamente difícil e ineficiente estimar un canal multicamino variable en el tiempo constantemente. Además, si se hiciera, estos datos serían válidos para un único escenario por lo que los resultados arrojados por el estudio pueden no ser representativos. El abordaje correcto en estos casos es utilizar modelos estocásticos mediante los cuales se obtienen muestras aleatorias en cada instante de observación.

2.1.5. Efecto Doppler

El Efecto Doppler es el cambio en la frecuencia de una onda percibida por un observador que se desplaza con respecto a la fuente de la onda. Este efecto es válido tanto para ondas mecánicas como para ondas electromagnéticas.

En radiofrecuencia, cuando un terminal o receptor (R_x) se mueve a una velocidad \vec{v} respecto del transmisor (T_x), se observa cierta variación entre la frecuencia recibida y la transmitida. A esta variación se la denomina *Doppler Frequency* (f_D) [24] y se relaciona con la velocidad del receptor móvil según:

$$f_D = \frac{f_0 \cdot v \cdot \cos(\phi)}{c} \quad (2.13)$$

donde f_0 es la frecuencia transmitida, v es la velocidad de R_x , positiva o negativa, c es la velocidad de la luz y ϕ es definido como en la Figura 2.4.

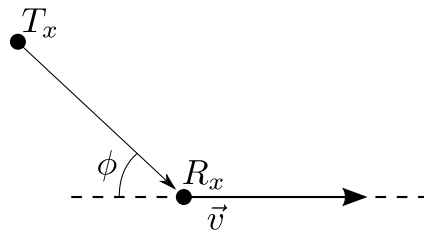


Figura 2.4: Definición del ángulo ϕ .

La frecuencia percibida por el receptor será entonces

$$f = f_0 - f_D. \quad (2.14)$$

De no ser corregido, este efecto puede ser visto en recepción como un desvío en la frecuencia de la portadora, lo que redundará en interferencia interportadora (ICI, del inglés *Inter Carrier Interference*). La explicación de por qué ocurre esto se presenta en la sección 2.3.1.

2.2. Sistemas OFDM

Luego de discutido el canal inalámbrico, en esta sección introduciremos la modulación OFDM, utilizada por el sistema ISDB-T, entre tantos otros. Acrónimo de *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, OFDM es un caso particular de *Multi*

2.2. Sistemas OFDM

Carrier Modulation (MCM). Esta técnica se basa en la transmisión de múltiples portadoras ortogonales, con diferentes secuencias de bits en paralelo. Su historia se remonta a los años 60 cuando R. W. Chang publicó un artículo [35] demostrando los principios detrás de la transmisión de múltiples mensajes simultáneos, a través de un canal lineal de ancho de banda acotado, sin interferencias intersimbólica o intercanal.

En el año 1971 S.B. Weinstein y P.M Ebert [36] introdujeron el uso de la transformada discreta de Foutier (DFT, del inglés *Discrete Fourier Transform*) para realizar tanto la modulación como la demodulación en banda base. Lo interesante de este trabajo es que pudo eliminar el uso de un banco de osciladores ortogonales perfectamente sincronizados, teóricamente necesario hasta el momento para lograr las múltiples portadoras ortogonales, aunque imposible de implementar.

La modulación OFDM es ampliamente utilizada en múltiples sistemas digitales a lo largo de todo el mundo. Tal es el caso de los estándares IEEE802.11a, IEEE802.11g e IEEE802.11n; especificados para conexiones del tipo *Wireless Local Area Network* (WLAN), y comúnmente llamados Wi-Fi. Los estándares *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) y *Long Term Evolution* (LTE) también utilizan OFDM, así como los estándares de televisión digital terrestre ISDB-T, DVB-T y DVB-T2, que son de especial de interés en este texto, y el estándar de televisión digital por cable DVB-C2. Finalmente, la clásica tecnología de acceso a Internet de banda ancha, *Asymmetric Digital Subscriber Line* (ADSL), también utiliza OFDM para transmitir datos [37].

Por ser una tecnología tan ampliamente difundida, y en particular utilizada en el sistema transmisor ISDB-T, sus fundamentos serán presentados a continuación.

2.2.1. Fundamentos

El esquema básico de un sistema OFDM digital se muestra en la Figura 2.5. Los bloques *CP* y ~~*CP*~~ denotan la inserción y la supresión de cierto prefijo cíclico que será descrito.

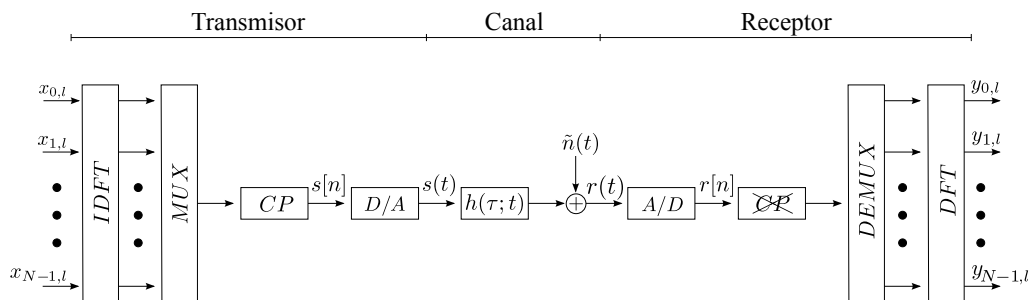


Figura 2.5: Esquema básico de un sistema OFDM [37].

Lo que logra OFDM es dividir el espectro en múltiples subcanales (subportadoras). Como cada uno de estos subcanales es pequeño, es posible asumir que la respuesta en frecuencia del canal radioeléctrico es lo suficientemente plana para cada subportadora. Esto hace a la ecualización del canal muy sencilla.

Capítulo 2. Fundamento Teórico

Como se vió en la sección 2.1.4, en general, la propagación de la señal desde un punto a otro se realiza por medio de múltiples caminos en simultáneo; y esto provoca que el canal tenga una respuesta al impulso dispersa, lo que generará ISI en el receptor. Para combatir este problema, a todo símbolo OFDM se le agrega un prefijo cíclico (CP, del inglés *Cyclic Prefix*), que no es otra cosa que un copia de cierta parte final del símbolo replicada a su inicio. Esto se puede ver en la Figura 2.6.

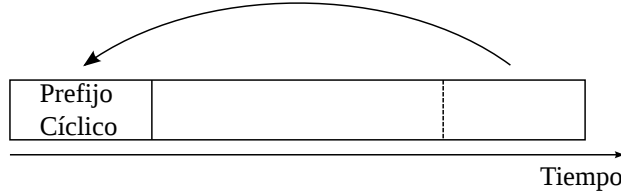


Figura 2.6: El prefijo cíclico es una copia de la última parte del símbolo OFDM [37].

2.2.2. Modelo continuo

Aunque hoy en día los sistemas OFDM son implementados digitalmente, para un primer acercamiento a la teoría detrás de esta tecnología, el modelo ideal, en bandabase y continuo, es presentado en la Figura 2.7.

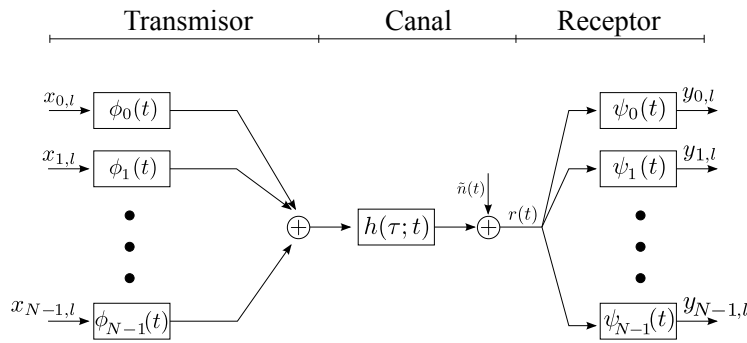


Figura 2.7: Sistema OFDM ideal bandabase y continuo [37].

Transmisor

En el transmisor, los valores $x_{0,l}, \dots, x_{N-1,l}$ son números complejos denominados *constellation points*, que representan tantos bits como lo permita el esquema de modulación utilizado. Por ejemplo, una modulación 16QAM permite representar 4 bits por *constellation point*. Cada uno de estos números complejos es multiplicado por un pulso rectangular que modula una subportadora, ortogonal a todas las demás. Estas subportadoras multiplicadas por pulsos rectangulares pueden ser expresadas como en la ecuación 2.15,

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T-T_{CP}}} \cdot e^{j2\pi \frac{W}{N} k(t-T_{CP})} & \text{si } t \in [0, T] \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (2.15)$$

2.2. Sistemas OFDM

donde T es la duración total de un símbolo OFDM incluido el prefijo cíclico, T_{CP} es la duración de este prefijo cíclico, $W = \frac{N}{T - T_{CP}}$ es el ancho de banda de toda la señal y N es la cantidad total de portadoras. Sea $T_s = T - T_{CP}$ la duración de un símbolo activo, es posible ver que el ancho de banda de toda la señal es en rigor $W = \frac{N}{T_s}$, al tiempo que la separación entre portadoras adyacentes vale $\frac{1}{T_s}$. Nótese que $\phi_k(t) = \phi_k(t + \frac{N}{W})$ cuando t está dentro del tiempo de prefijo cíclico $[0, T_{CP}]$.

La señal transmitida, para el símbolo l -ésimo, puede ser expresada como

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT). \quad (2.16)$$

En la Figura 2.8 se muestra la formación del espectro de la señal OFDM al sumar la contribución de cada uno de los N osciladores enventanados.

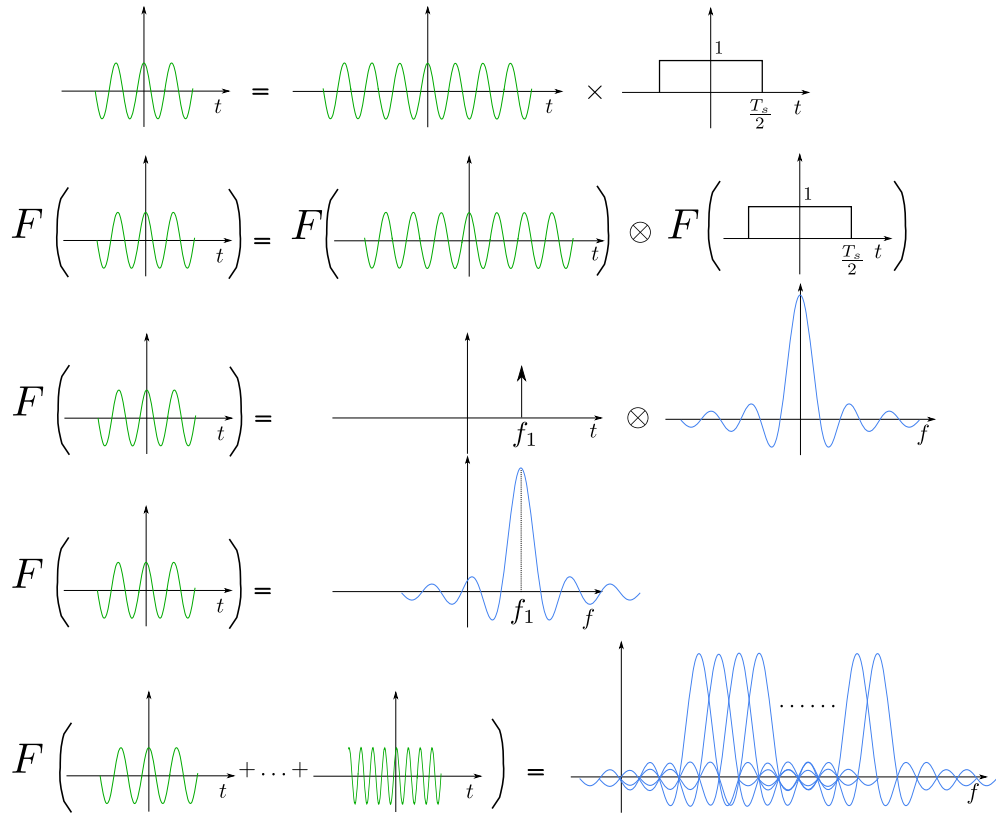


Figura 2.8: Formación del espectro de una señal OFDM [24].

Finalmente, si se transmite una secuencia infinita de símbolos OFDM, se obtiene

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} s_l(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (2.17)$$

La señal $s(t)$ tendrá un espectro como el de la Figura 2.9.

Capítulo 2. Fundamento Teórico

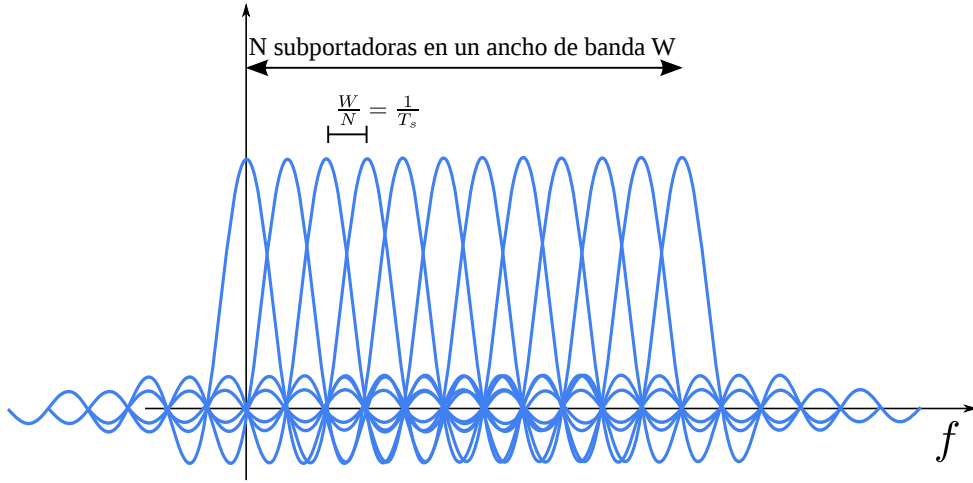


Figura 2.9: Espectro de una señal OFDM con N subportadoras superpuestas y un ancho de banda W [37].

Canal

Se asume en este punto que la respuesta al impulso del canal físico, $h(\tau; t)$, es variable en el tiempo y está restringida a la duración del prefijo cíclico; o sea $\tau \in [0, T_{CP}]$. Esta última asunción es posible porque en general la duración del prefijo cíclico es configurable. Basta con tener cierto conocimiento del canal radioeléctrico para configurar T_{CP} de manera que esta condición se cumpla. La señal recibida será entonces

$$r(t) = (h * s)(t) + \tilde{n}(t) = \int_0^{T_{CP}} h(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + \tilde{n}(t) \quad (2.18)$$

donde $\tilde{n}(t)$ es ruido blanco y Gaussiano, complejo y aditivo.

Receptor

El receptor OFDM consta de un banco de filtros, sincronizado con la última parte de cada símbolo OFDM $[T_{CP}, T]$,

$$\psi_k(t) = \begin{cases} \phi_k^*(T - t) & \text{si } t \in [0, T - T_{CP}] \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} . \quad (2.19)$$

Esto quiere decir que el prefijo cíclico es removido en el receptor. Como se supuso anteriormente, la respuesta al impulso del canal está restringida a la duración del prefijo cíclico; y por lo tanto, al removerlo, la salida del banco de filtros queda libre de toda ISI. De esta manera, es posible realizar un análisis independiente para cada símbolo OFDM. Esto es, trabajar con $s_l(t)$ en vez de $s(t)$. De las Ecuaciones (2.16), (2.17), (2.18) y (2.19) se obtiene que la salida del filtro k -ésimo en recepción es

2.2. Sistemas OFDM

$$\begin{aligned}
 y_k &= (r * \psi_k)(t)|_{t=T} = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t)\psi_k(T-t)dt \\
 &= \int_{T_{CP}}^T \left(\int_0^{T_{CP}} h(\tau; t) \left[\sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'}\phi_{k'}(t-\tau) \right] d\tau \right) \phi_k^*(t)dt + \\
 &\quad \int_{T_{CP}}^T \tilde{n}(T-t)\phi_k^*(t)dt.
 \end{aligned}$$

Si se asume que la respuesta en frecuencia del canal es constante durante toda la duración del símbolo OFDM, se tiene que $h(\tau; t) = h(\tau)$, y por lo tanto

$$y_k = \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \int_{T_{CP}}^T \left(\int_0^{T_{CP}} h(\tau)\phi_{k'}(t-\tau)d\tau \right) \phi_k^*(t)dt + \int_{T_{CP}}^T \tilde{n}(T-t)\phi_k^*(t)dt.$$

Como los límites de integración son $T_{CP} < t < T$ y $0 < \tau < T_{CP}$, se puede concluir que $0 < t - \tau < T$. Las tres relaciones anteriores aseguran que la siguiente integral está contenida dentro del soporte de ϕ_k , por lo que su cálculo es directo,

$$\begin{aligned}
 \int_0^{T_{CP}} h(\tau)\phi_{k'}(t-\tau)d\tau &= \int_0^{T_{CP}} h(\tau) \frac{e^{j2\pi\frac{W}{N}k'(t-\tau-T_{CP})}}{\sqrt{T-T_{CP}}} d\tau = \\
 &= \frac{e^{j2\pi\frac{W}{N}k'(t-T_{CP})}}{\sqrt{T-T_{CP}}} \int_0^{T_{CP}} h(\tau)e^{-j2\pi\frac{W}{N}k'\tau} d\tau, \quad T_{CP} < t < T
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

La última integral de la Ecuación (2.20) no es otra cosa que la respuesta en frecuencia del canal de radiofrecuencia, evaluada en $f = k'W/N$; o lo que es lo mismo, evaluada en la portadora k' -ésima. Sea $H(f)$ la Transformada de Fourier de $h(\tau)$,

$$H_{k'} = H\left(k'\frac{W}{N}\right) = \int_0^{T_{CP}} h(\tau)e^{-j2\pi\frac{W}{N}k'\tau} d\tau \tag{2.21}$$

Utilizando los resultados de las Ecuaciones (2.20) y (2.21) es posible simplificar la salida del banco de filtros a la forma

$$\begin{aligned}
 y_k &= \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \int_{T_{CP}}^T \frac{e^{j2\pi\frac{W}{N}k'(t-T_{CP})}}{\sqrt{T-T_{CP}}} H_{k'}\phi_k^*(t)dt + \underbrace{\int_{T_{CP}}^T \tilde{n}(T-t)\phi_k^*(t)dt}_{n_k} \\
 &= \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} H_{k'} \int_{T_{CP}}^T \phi_{k'}(t)\phi_k^*(t)dt + n_k
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Como los filtros $\phi_k(t)$ son ortogonales entre sí,

$$\int_{T_{CP}}^T \phi_{k'}(t)\phi_k^*(t)dt = \int_{T_{CP}}^T \frac{e^{j2\pi\frac{W}{N}k'(t-T_{CP})}}{\sqrt{T-T_{CP}}} \cdot \frac{e^{-j2\pi\frac{W}{N}k(t-T_{CP})}}{\sqrt{T-T_{CP}}} dt = \delta[k-k'],$$

donde $\delta[n]$ es la función delta de Kronecker.

Capítulo 2. Fundamento Teórico

Finalmente, la salida del banco de filtros, y_k , puede ser escrita como

$$y_k = H_k x_k + n_k \quad (2.23)$$

donde n_k es ruido blanco, Gaussiano y aditivo (AWGN).

2.2.3. Modelo discreto

En la Figura 2.10 se muestra el diagrama completo de un sistema OFDM enteramente discreto. Véase cómo la modulación y demodulación de las portadoras ortogonales enventanadas temporalmente, $\phi_k(t)$, puede reemplazarse por el cómputo de la transformada inversa de Fourier en transmisión (IDFT) y de la transformada de Fourier en recepción (DFT). El efecto del canal se ve representado por una convolución discreta.

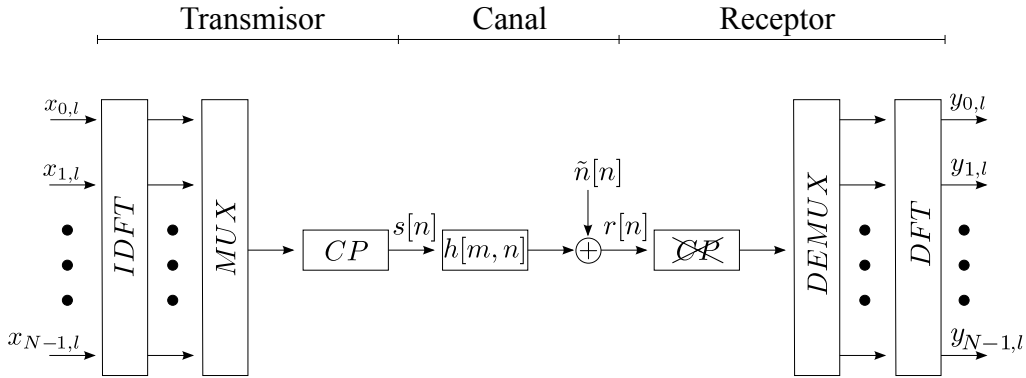


Figura 2.10: Sistema OFDM discreto [37].

Desde el punto de vista del receptor, el uso de un prefijo cíclico más largo que la respuesta al impulso del canal, transforma a la convolución lineal entre el canal y la señal transmitida en una convolución cíclica (\circledast). Es posible describir entonces el sistema OFDM según

$$\mathbf{y}_l = DFT(IDFT(\mathbf{x}_l) \circledast \mathbf{h}_l + \tilde{\mathbf{n}}_l) = DFT(IDFT(\mathbf{x}_l) \circledast \mathbf{h}_l) + \mathbf{n}_l$$

donde \mathbf{y}_l es un vector con los N puntos recibidos, \mathbf{x}_l son los N *constellation points* transmitidos, \mathbf{h}_l es el vector respuesta al impulso del canal y $\tilde{\mathbf{n}}_l$ es el ruido introducido por el canal. Siempre durante el símbolo l -ésimo. El término $\mathbf{n}_l = DFT(\tilde{\mathbf{n}}_l)$ se considera ruido blanco, Gaussiano y aditivo.

Ocurre sólo para las convoluciones cíclicas que la DFT de la convolución de dos señales es igual al producto de las DFT individuales [27]. Por lo que gracias al prefijo cíclico se logra el siguiente resultado

$$\mathbf{y}_l = \mathbf{x}_l \cdot DFT(\mathbf{h}_l) + \mathbf{n}_l = \mathbf{H}_l \cdot \mathbf{x}_l + \mathbf{n}_l \quad (2.24)$$

donde \mathbf{H}_l es la respuesta en frecuencia del canal durante el símbolo l -ésimo.

Sea N_{CP} la cantidad de muestras al final del símbolo OFDM replicadas al comienzo para lograr el prefijo cíclico. Si se supone que el largo de la respuesta al

2.3. No idealidades en los receptores

impulso del canal es exactamente igual a N_{CP} y se entiende que en un caso real se tienen símbolos concatenados uno detrás del otro, se concluye que las primeras N_{CP} muestras de $IDFT(\mathbf{x}_l) \otimes \mathbf{h}_l$ están corrompidas por ISI, asociada a las últimas N_{CP} muestras del símbolo anterior. De esta manera, la utilización del prefijo cíclico sirve para eliminar la ISI ocasionada por el multicamino.

Sin embargo, los beneficios de agregar un prefijo cíclico tienen un costo no menor: la reducción del bitrate útil es de $\frac{N}{N+N_{CP}}$. Resulta entonces importante, para todo sistema OFDM, elegir el largo adecuado del prefijo cíclico para que combata la ISI ocasionada por el multicamino, pero que no reduzca el bitrate útil más de lo necesario. Un buen conocimiento del canal de radiofrecuencia en cuestión es importante para tal fin.

2.3. No idealidades en los receptores

Se consideran en esta sección las no idealidades físicas de los equipos de radiofrecuencia, y cómo estas pueden afectar notoriamente el proceso de recepción de la señal. Se presentan sólo los efectos más importantes, con los que cualquier sistema real debe lidiar. Algunos mecanismos para paliar estas no idealidades son presentados en el capítulo 5.

2.3.1. Desvío en la frecuencia de la portadora

Ocurre cuando el oscilador local del receptor utilizado para bajar la señal a bandabase (o frecuencia intermedia para el caso de un receptor superheterodino) no está perfectamente alineado con la frecuencia de la portadora de la señal recibida. Este efecto puede deberse a dos razones: falta de sincronismo entre el oscilador local del transmisor y del receptor, y al Efecto Doppler si es que el receptor y/o el transmisor están en movimiento [38]. El resultado de este fenómeno es un desvío en la frecuencia de la señal recibida, como se muestra a continuación.

Sea $x(t)$ el mensaje complejo transmitido, que modula portadoras sinusoidales en fase y cuadratura de frecuencia f_c . Si el desvío en la frecuencia del oscilador local es Δf , la componente en fase de la señal recibida $r(t) = r_i(t) + jr_q(t)$ será

$$r_i(t) = \Re\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \cos(2\pi(f_c + \Delta f)t) \quad (2.25)$$

$$= \frac{x_i(t)}{2} [\cos(2\pi(2f_c + \Delta f)t) + \cos(2\pi\Delta f t)] \quad (2.26)$$

$$- \frac{x_q(t)}{2} [\sen(2\pi(2f_c + \Delta f)t) - \sen(2\pi\Delta f t)], \quad (2.27)$$

que luego de filtrarla pasabajos resultará en

$$r_{iLP}(t) = \frac{x_i(t)}{2} \cos(2\pi\Delta f t) + \frac{x_q(t)}{2} \sen(2\pi\Delta f t), \quad (2.28)$$

Capítulo 2. Fundamento Teórico

un análisis muy similar puede ser realizado con la componente en cuadratura para lograr

$$r_{qLP}(t) = -\frac{x_i(t)}{2} \text{sen}(2\pi\Delta f t) + \frac{x_q(t)}{2} \text{cos}(2\pi\Delta f t). \quad (2.29)$$

Si se reconstruye la señal compleja recibida, tendrá la forma

$$r_{LP}(t) = \frac{x(t)}{2} e^{-j2\pi\Delta f t}. \quad (2.30)$$

Es posible ver a partir de la ecuación (2.30), y su respuesta en frecuencia, que si en particular $x(t)$ es una señal OFDM y Δf es una fracción de la distancia entre portadoras, este efecto generará ICI, además de un error en fase constante. Esto quiere decir que a menos que el oscilador local del transmisor y del receptor estén perfectamente sincronizados, las portadoras no serán completamente ortogonales, aunque no haya Efecto Doppler. En la práctica esa perfección resulta imposible de lograr y por lo tanto siempre habrá que hacer algún tipo de corrección, como se verá en el capítulo 5. Para modulaciones de portadora simple, este efecto generará una rotación en la constelación a frecuencia constante Δf .

En general los estándares permiten cierta tolerancia en la precisión del oscilador local de los equipos. En particular, en ISDB-T se especifica que los receptores deben tener una tolerancia de al menos 30 kHz a la hora de sintonizar el canal.

2.3.2. Desvío en el reloj interno

La falta de sincronismo entre el reloj del ADC del receptor y el DAC del transmisor genera efectos muy similares al desvío en la frecuencia de la portadora. También es generado por no idealidades en los osciladores del transmisor y/o el receptor. Lo que se genera es un sesgo creciente al momento de muestrear la señal recibida, como se muestra en la figura 2.11.

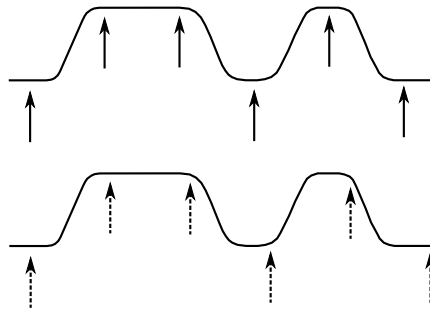


Figura 2.11: El desvío en el reloj interno del receptor, respecto del reloj del transmisor, hace que la señal recibida sea muestreada en los instantes incorrectos.

Para sistemas de una única portadora el efecto resultante es que el instante óptimo de muestreo varíe símbolo a símbolo, lo que genera ISI que puede llevar a errores durante el proceso de desmapeo. Para sistemas OFDM esta no idealidad generará ICI, por lo que las portadoras ya no serán perfectamente ortogonales

2.3. No idealidades en los receptores

entre sí. Además, que la tasa de muestreo en el receptor ya no sea un múltiplo de la duración del símbolo OFDM generará a menudo un efecto análogo al de un retardo temporal de una muestra a la hora de detectar el comienzo del símbolo, equivalente a un error en fase de $\phi = 2\pi \frac{k}{N}$; ya que $x[n - n_0] \xleftrightarrow{DFT} X[k]e^{j2\pi \frac{kn_0}{N}}$, con N la cantidad de muestras tomadas en un símbolo OFDM. De cualquier manera, esto último puede ser visto como un efecto del canal que se deberá estimar más adelante en la cadena de recepción.

2.3.3. Ruido de fase

El ruido de fase existe porque los osciladores locales de los sistemas de comunicación reales no son capaces de generar ondas puramente sinusoidales a una frecuencia fija. En cambio, sea una onda sinusoidal ideal de la forma $v(t) = \cos(2\pi f_c t)$, un modelo más ajustado a la realidad es $v'(t) = \cos(2\pi f_c t + \theta(t))$; con $\theta(t)$ un proceso Wiener-Lévy (movimiento Browniano) [39]

$$\theta(t) = 2\pi \int_0^t \mu(\tau) d\tau, \quad (2.31)$$

de varianza $\sigma_\theta^2(t) = 2\pi B|t|$ creciente en el tiempo. Se trata de un proceso no estacionario pero cuyos incrementos sí lo son. En la ecuación 2.31, $\mu(\tau)$ es ruido blanco, Gaussiano, de media cero y densidad espectral de potencia $R_\mu = N_0$. $B = 2\pi N_0$ es el ancho de banda de 3dB vestigial entorno a la portadora resultante, que es ruidosa como se muestra en la figura 2.12. Su densidad espectral de potencia vale [40]

$$R_{v'}(f) = \frac{2}{\pi B} \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{2(f-f_c)}{B}\right)^2\right]}, \quad (2.32)$$

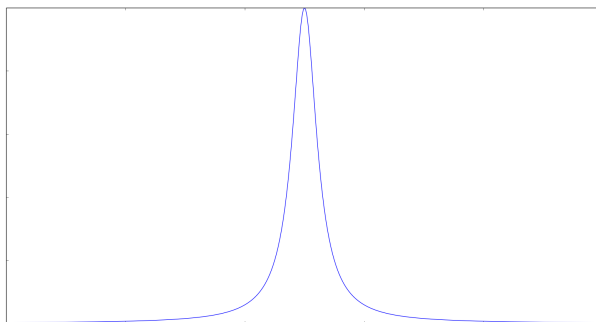


Figura 2.12: Portadora ruidosa a causa del ruido de fase.

Cuando el oscilador local del receptor cuenta con un espectro como el de la figura 2.12, la señal bandabase resultante será la convolución entre la señal recibida y tal espectro, lo que dará como resultado una señal más esparcida en frecuencia

Capítulo 2. Fundamento Teórico

que la originalmente transmitida. Para sistemas OFDM, este efecto generará cierta rotación común en la fase de todas las portadoras (pero variable en el tiempo) conocida en inglés como *common phase noise* o *common phase error*, que acabará gerando ICI. Para sistemas digitales de portadora única lo que se tendrá es un error variable en la fase de la señal demodulada que en este caso generará ISI. Este es un efecto muy común y fácilmente identificable al analizar la constelación de la señal recibida, como se muestra en la figura 2.13.

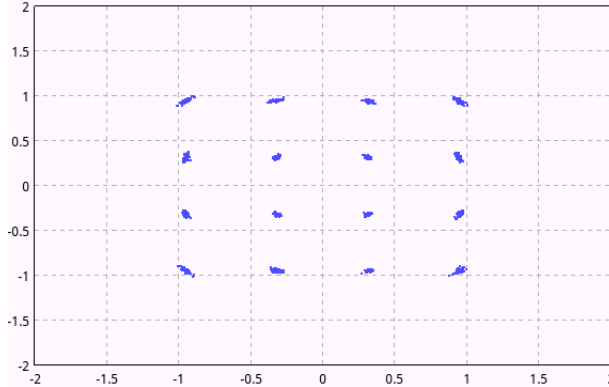


Figura 2.13: Constelación de un sistema de portadora única afectada por ruido de fase. El esquema de modulación es 16-QAM.

2.3.4. Desbalance I/Q

Cuando se transmite una señal modulada en fase (I) y cuadratura (Q), el receptor utiliza dos canales paralelos para recibir cada una de las señales. Cada uno de los canales consta de un oscilador, un filtro pasabajos y un conversor A/D. Para el caso de un receptor superheterodino, todos estos componentes son fijos ya que la señal recibida fue previamente sintonizada y filtrada a una frecuencia fija, la frecuencia intermedia. Sin embargo, cuando se trata de un receptor de conversión directa (también conocido en inglés como *direct-conversion receiver* o *zero-IF receiver*), los osciladores de cada canal deben ser sintonizables y esto puede generar que sus amplitudes no sean idénticas y/o que su desfase no sea exactamente 90° . Este efecto genera lo que se conoce como Desbalance I/Q (del inglés *I/Q Mismatch* o *I/Q Imbalance*).

Para comprender bien esta situación, supongamos que un receptor recibe la señal

$$x(t) = a.\cos(\omega_c t) + b.\cos(\omega_c t), \quad (2.33)$$

donde a y b pueden tomar los valores -1 o 1 de manera aleatoria. Supongamos además que el oscilador local tiene componentes en fase y cuadratura desbalanceadas

$$x_{LO,I}(t) = 2.\cos(\omega_c t) \quad (2.34)$$

$$x_{LO,Q}(t) = 2(1 + \epsilon)\text{sen}(\omega_c t + \theta), \quad (2.35)$$

2.3. No idealidades en los receptores

donde el factor 2 es incluido para simplificar la cuentas y ϵ y θ representan los errores en ganancia y fase respectivamente. Al multiplicar la señal de entrada por cada una de las componentes del oscilador local, se obtienen las siguientes señales bandabase:

$$x_{BB,I}(t) = a \quad (2.36)$$

$$x_{BB,Q}(t) = (1 + \epsilon)b.\cos(\theta) - (1 + \epsilon)a.\sen(\theta). \quad (2.37)$$

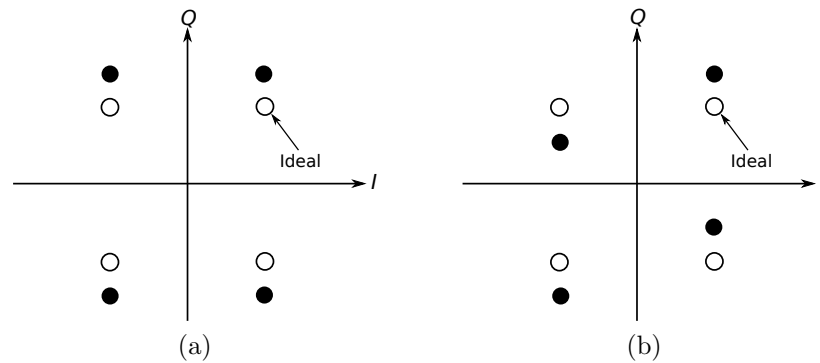


Figura 2.14: Efecto del desbalance I/Q visto en la constelación de la señal recibida. En (a) el error es en ganancia, en (b) el error es en fase. Adapada de [41].

Este resultado se muestra en la figura 2.14. Analizando el desbalance I/Q en el dominio del tiempo, según se muestra en la figura 2.15, se puede ver que un error en la ganancia del oscilador local afecta a cada canal de manera independiente, mientras que un error en la fase corrompe a un canal con una fracción de la información del otro.

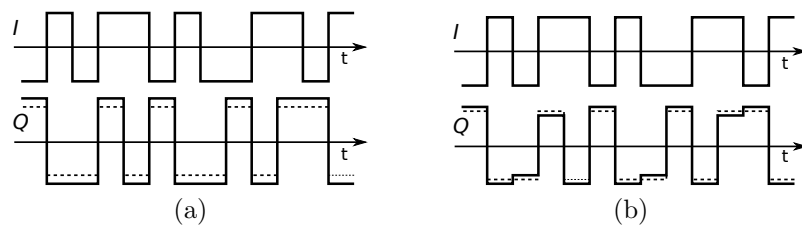


Figura 2.15: Efecto del desbalance I/Q visto en el dominio del tiempo. En (a) el error es en ganancia, en (b) el error es en fase. Adapada de [41].

2.3.5. Desvío DC

El desvío DC, o *DC Offset* como se le llama en inglés, se trata de una señal interferente que aparece luego de convertir la señal recibida a banda base. Este efecto sucede más comúnmente en receptores de conversión directa y en general las causas de este problema son tres [42]: fugas del oscilador local, irradiación de

Capítulo 2. Fundamento Teórico

la señal del oscilador local y una señal interferente de entidad dentro de la banda. Estas tres causas se representan en la figura 2.16.

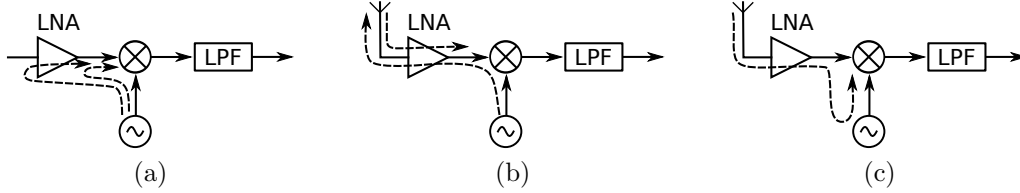


Figura 2.16: Generación del desvío DC, (a) fugas del oscilador local, (b) irradiación de la señal del oscilador local y (c) señal interferente de entidad dentro de la banda.

En la figura 2.16a se muestra el desvío DC a causa de fugas en el oscilador local. Como este oscilador es en general una señal de una amplitud importante, es capaz de filtrarse hacia el batido principal por otros caminos con una amplitud lo suficientemente grande para interferir con la señal recibida. Una vez batida con el oscilador local, la señal interferente aparecerá como una componente de DC banda base.

Las fugas de la señal generada por el oscilador local también pueden ser irradiadas por la antena, reflejadas en distintos objetos del entorno y recapturadas nuevamente por el receptor. Este efecto se representa en la figura 2.16b. Debido al multicamino y al desvanecimiento en general, la potencia de esta señal interferente puede variar rápidamente con el tiempo y así generar un patrón de desvío DC dinámico. Además, como para los receptores de conversión directa la frecuencia del oscilador local está en el centro de la banda sintonizada, esta señal irradiada puede interferir con otros receptores que también deseen sintonizar la misma banda. Este último caso es el que se muestra en la figura 2.16c, aunque la señal interferente en rigor puede tener otras fuentes.

Para receptores de conversión directa, el desvío DC también puede ser causado por no idealidades de orden par [42]. Supongamos que el amplificador a la entrada del receptor (LNA) tiene una respuesta no lineal de la forma

$$y(t) = k_1x(t) + k_2x^2(t) + k_3x^3(t) + \dots,$$

y que un tono puro de la forma $x(t) = A.\cos(\omega t)$ interfiere en la banda de recepción. Entonces, a la salida del LNA obtendremos

$$\begin{aligned} y(t) &= k_1A.\cos(\omega t) + k_2A^2\cos^2(\omega t) + \dots \\ &= k_1A.\cos(\omega t) + \frac{1}{2}k_2A^2[1 + \cos(2\omega)] + \dots \\ &= \frac{1}{2}k_2A^2 + k_1A.\cos(\omega t) + \frac{1}{2}k_2A^2\cos(2\omega) + \dots \end{aligned} \quad (2.38)$$

El primer término en la ecuación (2.38) es una componente DC relacionada a la no linealidad de segundo orden del LNA, k_2 . Si k_2 es relativamente grande, este

2.3. No idealidades en los receptores

efecto puede resultar importante. Si el receptor fuera ideal, al ser multiplicada por el oscilador local, la señal interferente en banda base debería ser trasladada a altas frecuencias, y luego filtrada por el filtro pasa bajos. Sin embargo, en los receptores reales, los sintonizadores experimentan cierto filtrado de la señal RF hacia la señal en banda base (o IF para el caso de los receptores superheterodinos) y se genera entonces desvío DC.

Todo receptor de RF debe lidiar, en mayor o menor medida, con todas estas no idealidades, y *gr-isdbt* no es la excepción. En el capítulo 5 se presentan los distintos algoritmos encargados de estimar y corregir estos problemas.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 3

Sistema Transmisor ISDB-T

Integrated Services for Digital Broadcasting, Terrestrial (ISDB-T) es el estándar japonés de televisión digital terrestre [43]. Es posterior al norteamericano ATSC [4] y al europeo DVB-T [44], y se basó fuertemente en este último. El retraso en la definición de ISDB-T permitió a los diseñadores aprovechar la experiencia obtenida por los demás sistemas de televisión digital, para lograr un estándar más robusto, pero a la vez mucho más complejo.

Este estándar japonés fue posteriormente adoptado y adaptado por Brasil, proceso en el que se definió ISDB-Tb [8]. Este nuevo estándar es prácticamente idéntico a su antecesor, pero con dos diferencias importantes: se definió un nuevo *middleware* de interactividad denominado *Ginga*, como reemplazo de *BML*, y se utilizó MPEG-4 en vez de MPEG-2 para la codificación de fuente. ISDB-Tb fue posteriormente adoptado por la gran mayoría de los países sudamericanos y es también conocido como *ISDB-T International*, ya que existen documentos de armonización internacionales que definen las pequeñas variaciones en la norma para cada país [45].

A lo largo de este capítulo veremos las características fundamentales de ISDB-T y analizaremos los porqué de cada bloque funcional en función de lo visto en el capítulo 2.

3.1. Consideraciones generales

El esquema de modulación utilizado por el estándar es OFDM, sobre un canal de ancho de banda 6 MHz . Después de la modulación OFDM, un prefijo cíclico (CP), expresado como fracción del símbolo activo, T_s , puede ser configurado en los valores $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{16}$ o $\frac{1}{32}$. Como se verá en el capítulo 5, este CP puede ser utilizado en recepción para la sincronización de símbolo y corrección de frecuencia. Además, combate la ISI que se genera en los canales con multicamino.

La cantidad de portadoras utilizada puede variar entre 2^{11} , 2^{12} y 2^{13} , según el *modo de transmisión* en el que se opere: 1, 2 o 3 respectivamente. Se utiliza potencias de dos para poder hacer uso del algoritmo *Fast Fourier Transform* (FFT). Aunque la cantidad de portadoras puede ser configurada en distintos valores, la

Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T

frecuencia de muestreo de la IFFT se define constante,

$$f_{IFFT} = \frac{\text{cantidad de portadoras}}{T_s} = \frac{512}{63} \approx 8.127 \text{ MHz}. \quad (3.1)$$

Esto supone utilizar símbolos más largos para un mayor número de portadoras y viceversa (252 ms, 504 ms y 1008 ms para los modos 1, 2 y 3 respectivamente). El operador puede entonces elegir entre rebustecer al sistema frente al multicamino, mediante el uso de símbolos más largos (y así entonces prefijos cíclicos más largos); y robustecer al sistema frente al Efecto Doppler, al utilizar una menor cantidad de portadoras. En general, la opción preferida es siempre la primera: el modo de transmisión utilizado por la gran mayoría de las operadoras de televisión digital de la región (si no todas), es el 3.

Cualquiera sea el modo de transmisión en cuestión, sólo algunas de las portadoras son utilizadas. Por ejemplo, para el modo 3, tan sólo 5617 de las 8192 toman valores distintos de cero. Las restantes son *zero-padding*. Esto es porque, como se vio en la sección 2.2, el ancho de banda de cada portadora en un esquema OFDM es $\frac{1}{T_s}$. Esto quiere decir que para lograr un ancho de banda de 6 MHz se requiere un total de 6048 portadoras. Sin embargo, para dejar cierta guarda a ambos lados del espectro, no todas esas portadoras están activas, sino que su totalidad es dividida en 14 subconjuntos de igual cardinalidad (432 portadoras por subconjunto en este ejemplo), y tan sólo 13 de ellos son utilizados para enviar datos. Estos 13 subconjuntos, denominados *segmentos*, agrupan sus portadoras de manera adyacente en el centro de la banda de manera de dejar la guarda hacia los extremos. Es por esto que se dice que el esquema de modulación utilizado por ISDB-T es en rigor *Band Segmented Transmission-OFDM* (BST-OFDM). Es posible ver que 13 segmentos con 432 portadoras cada uno arroja un total de 5616 portadoras activas. Sin embargo, a estas se les debe sumar un piloto continuo a la derecha del espectro que está siempre presente.

Estos segmentos pueden a su vez ser agrupados en hasta tres *capas jerárquicas*, denominadas A, B y C. Cada una de ellas es capaz que transmitir un flujo de transporte¹ (TS, del inglés *Transport Stream* [47]) distinto, y contar con su propia codificación de canal. Se configura para cada una, la tasa de código convolucional, el entrelazamiento temporal y el esquema de modulación; conceptos que serán presentados a lo largo de este capítulo. En la tabla 3.1 se presentan los distintos valores que pueden tomar estos parámetros, y algunos otros parámetros del sistema.

¹Se asume en este texto que el lector conoce los conceptos fundamentales del flujo de transporte MPEG. De no ser así, se recomienda la lectura de [46, Cap. 3]. Por una descripción detallada, referirse a la cita correspondiente.

3.1. Consideraciones generales

Tabla 3.1: Parámetros definidos para ISDB-T.

Parámetros	Valores
Ancho de banda del canal	6 MHz
Cantidad de segmentos	13
Ancho de banda por segmento	$6000/14 \approx 428.57 \text{ kHz}$
Cantidad de portadoras activas por segmento	96 de datos y 12 pilotos (modo 1) 192 de datos y 24 pilotos (modo 2) 384 de datos y 48 pilotos (modo 3)
Duración de símbolo activo	$252 \mu\text{s}$ (modo 1) $504 \mu\text{s}$ (modo 2) $1008 \mu\text{s}$ (modo 3)
Duración del prefijo cíclico	$1/4, 1/8, 1/16, 1/32$ (de duración de símbolo activo)
Tasa de código convolucional	$1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$
Tasa de código Reed Solomon	188/204
Profundidad del entrelazamiento temporal	0, 1, 2, 4 (modo 1) 0, 2, 4, 8 (modo 2) 0, 4, 8, 16 (modo 3)
Esquemas de modulación	DQPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Frecuencia de muestreo (f_{IFFT})	$512/63 \approx 8.127 \text{ MHz}$

Una opción única en ISDB-T es la posibilidad de definir al segmento del centro de la banda como capa jerárquica A, y al resto como capa jerárquica B, o B y C, según se prefiera. Esta capa jerárquica A es configurada con parámetros muy robustos para poder ser recibida en escenarios poco favorables, de manera independiente de las demás. Una configuración típica es por ejemplo una tasa de código convolucional de $\frac{1}{2}$ o $\frac{2}{3}$, y QPSK como esquema de modulación. Se transmite en esta capa jerárquica una señal de baja calidad, ya que el bitrate útil resultante es pequeño. El objetivo de esta señal son los dispositivos móviles, a los que se los conoce como *one-seg*. Para visualizarla, tales dispositivos sólo deben sintonizar al segmento central de la banda, lo que requiere un menor poder de procesamiento y por lo tanto un ahorro energético. Como contrapartida, a los dispositivos capaces de sintonizar los 13 segmentos se los llama *full-seg*. En la figura 3.1 se muestra el espectro ISDB-T basado en segmentos, en el que se muestra dos capas jerárquicas. La A, definida tan sólo como el segmento del centro, también denominado “segmento 0”, y la B con los segmentos restantes, del 1 al 12.

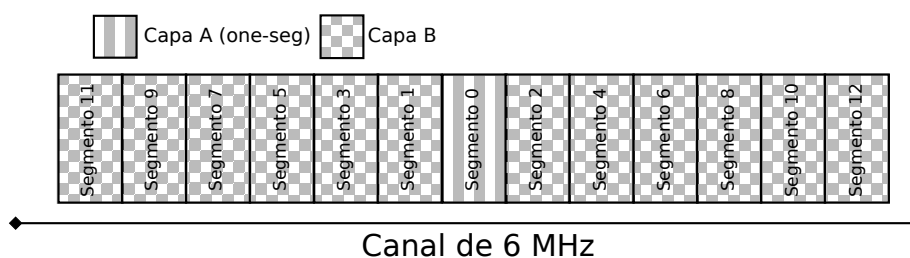


Figura 3.1: Espectro ISDB-T dividido en segmentos y definición del *one-seg*.

3.2. Diagrama en bloques

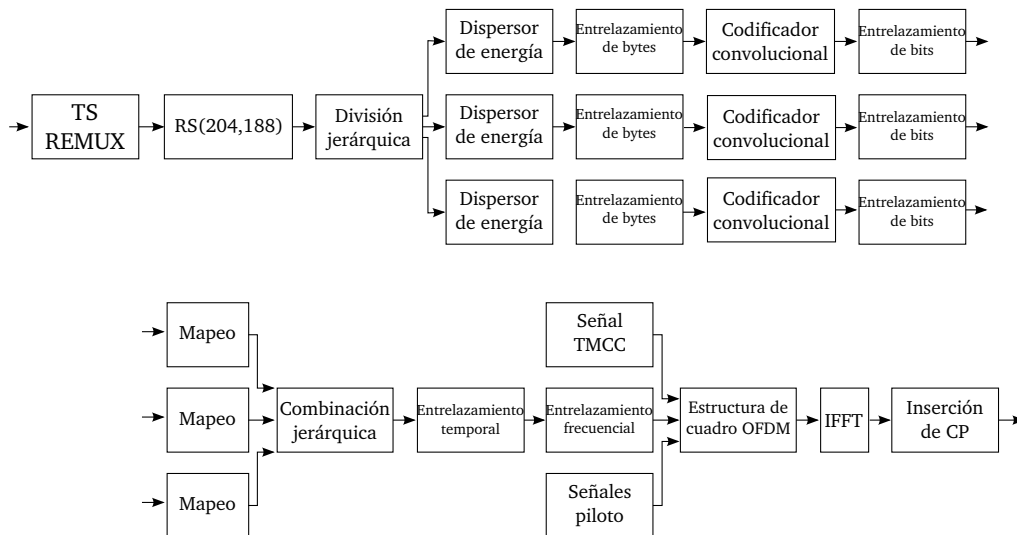


Figura 3.2: Diagrama en bloques del sistema transmisor ISDB-T.

En la figura 3.2 se muestra un diagrama en bloques completo del sistema transmisor ISDB-T. Al *TS Remux* pueden ingresar hasta tres flujos de transporte completamente independientes, que luego serán procesados paralelamente en distintas capas jerárquicas. Si bien la salida del *TS Remux* es un único flujo de transporte, este debe contar con cierta información jerárquica, ya que luego será dividido por el bloque de *División jerárquica* para enrutar a cada paquete hacia la capa correspondiente.

Luego de procesar cada capa jerárquica de manera independiente, se vuelve a obtener un único flujo de datos que sufrirá algunos procesos más, hasta que finalmente a la salida del diagrama se obtiene la señal OFDM digital, lista para ser transmitida a la frecuencia que corresponda.

Durante todo este capítulo analizaremos el funcionamiento de cada uno de los bloques de procesamiento.

3.2.1. TS Remux

El flujo de transporte no cuenta con información para la transmisión jerárquica y tampoco para recepción parcial. Es por eso que ISDB-T tuvo que adaptarlo a sus propias necesidades. Fue entonces que se definió el *Broadcast Transport Stream* (BTS), que se trata de un TS estándar, al que se le agregó ciertas particularidades que lo hicieron funcional para tales fines. El remultiplexor ISDB-T es el encargado de recibir uno o varios flujos de transporte y multiplexarlos de manera de obtener un BTS a la salida.

Para lograr el BTS, a cada uno de los paquetes TS (TSPs, del inglés *Transport Stream Packets*) de 188 bytes se le agrega 16 bytes al final, denominados *dummy*

3.2. Diagrama en bloques

byte, para obtener TSPs de 204 bytes. De esos 16 bytes, los primeros 8 son información de control comúnmente conocida como *ISDB-T Information*, que entre otras cosas indica a qué capa jerárquica corresponde cada TSP; y los últimos 8 bytes son opcionalmente configurados como un código Reed Solomon (204,196). La estructura de estos nuevos TSPs de 204 bytes se muestra en la figura 3.3. Luego de este bloque, estos 16 bytes serán reemplazados por un código Reed Solomon (204,188), por lo que a partir de este punto, y hasta que estos paquetes arriben al transmisor, su tamaño será siempre de 204 bytes.

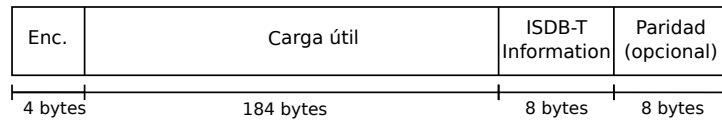


Figura 3.3: TSPs que conforman el BTS. Los primeros 188 bytes corresponden al TSP original. Se agrega al final la *ISDB-T Information* y opcionalmente la paridad.

Cuadro OFDM y cuadro de múltiplex

Se define en ISDB-T un cuadro OFDM (del inglés *OFDM frame*, aunque también se conoce como *trama OFDM*) como un conjunto de 204 símbolos OFDM consecutivos, cuyo comienzo y fin está perfectamente delimitado. Esta estructura en cuadros OFDM facilita la sincronización entre transmisión y recepción, como se verá más adelante en el capítulo 5. Una serie de M paquetes entregados por el remultiplexor durante un tiempo igual a la duración de un cuadro OFDM es denominada cuadro múltiplex, del inglés *multiplex frame*. La tasa de bits del BTS es definida constante de manera de lograr una sincronización perfecta entre los cuadros múltiplex y los cuadros OFDM: ambos tienen que acarrear la misma cantidad de TSPs de datos, cualquiera sea la configuración jerárquica. Esta condición surge por la necesidad de no generar *jitter* en el reloj del sistema (PCR, del inglés *Program Clock Reference*) [48]. Esta tarea resulta complicada si se toma en cuenta que: (1) cada capa jerárquica es transmitida de manera independiente de las demás, y (2) algunos receptores (los *one-seg*) tan sólo sintonizan una de ellas. La estrategia utilizada para solucionar el primer punto es reconstruir perfectamente el BTS en recepción, aunque los paquetes correspondientes a capas jerárquicas distintas arriben al receptor de manera independiente. Esto se mostrará en detalle en esta misma sección, cuando se presente el patrón de ordenamiento del BTS. Por otro lado, la estrategia utilizada para solucionar el segundo punto es definir que para la recepción parcial, los TSPs que contengan el PCR deberán ser $2^{\text{modo}-1}$ por cuadro de multiplex, y deberán estar ubicados de manera equidistante [49]. Finalmente, la información de cuándo comienza cada cuadro de múltiplex, y qué número de paquete dentro del cuadro es cada TSP, también forman parte de la *ISDB-T Information*.

Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T

Tasa de bits del BTS

Sea r_{BTS} la tasa de bits del BTS. Como la duración de un cuadro de múltiplex coincide con la duración de una trama OFDM, la cantidad de bits entregados durante un cuadro múltiplex (b_m) es

$$b_m = 204.T_s.(1 + CP).r_{BTS} \quad (3.2)$$

con T_s la duración del símbolo activo y CP la duración del prefijo cíclico expresada como una fracción de T_s . Para que en un cuadro de múltiplex haya un número entero de TSPs (M), tenemos que

$$b_m = (204 \times 8)M. \quad (3.3)$$

Combinando las ecuaciones (3.2) y (3.3) con el cálculo de f_{IFFT} de la ecuación (3.1), podemos obtener una relación entre r_{BTS} y f_{IFFT} :

$$\frac{r_{BTS}}{f_{IFFT}} = \frac{8.M}{2^k(1 + CP)}, \quad (3.4)$$

con $k = 11, 12$ o 13 según el modo de transmisión en que se esté trabajando.

Si bien distintas configuraciones en cada una de las capas jerárquicas nos permiten obtener distintas tasas de bits útiles, siempre se debe cumplir que la cantidad de TSPs transmitidos por capa jerárquica durante la duración de un cuadro OFDM sea un número entero, y que la suma de todas coincida perfectamente con la cantidad de TSPs útiles en el BTS durante la duración de un cuadro de múltiplex. No todos los TSPs del BTS tienen datos, también consta de paquetes nulos necesarios para mantener el bitrate constante y un paquete denominado *ISDB-T Information Packet* (IIP) que tendrá otro tipo de información de control, complementaria a la *ISDB-T Information*. Sea N la cantidad de TSPs transmitidos en un cuadro OFDM, tendremos que

$$M = N + \left(\sum TSP_{null} + IIP \right) > N. \quad (3.5)$$

Podemos entonces reescribir la relación en (3.4) para obtener la siguiente desigualdad:

$$\frac{r_{BTS}}{f_{IFFT}} > \frac{8.N}{2^k(1 + T_{CP})}. \quad (3.6)$$

La desigualdad en (3.6) debe cumplirse para todas las combinaciones posibles en el transmisor. Por lo tanto, para garantizarla, debemos analizar el peor de los casos: maximizar el numerador y minimizar el denominador del miembro de la derecha. Es claro que para maximizar la cantidad de paquetes transmitidos durante un cuadro OFDM, la elección de los parámetros debe ser la menos robusta posible, esto es: un esquema de modulación de $64QAM$ y una tasa de código convolucional de $7/8$ para los 13 segmentos. En la tabla 3.2 se muestra, utilizando estos parámetros, la cantidad de paquetes que se obtienen en un cuadro OFDM para cada uno de los modos de transmisión.

3.2. Diagrama en bloques

Tabla 3.2: Máxima cantidad de paquetes TS que se puede obtener durante un cuadro OFDM, para cada uno de los modos de transmisión.

Modo de transmisión	Cantidad de paquetes
1	819
2	1638
3	3276

Para minimizar el denominador en la ecuación (3.6) podemos basarnos en la tabla 3.1 y ver que el menor valor posible de T_{CP} es $1/32$.

Se puede ver que el miembro de la derecha en la ecuación (3.6) va a tener el mismo valor, cualquiera sea el modo de transmisión elegido. Esto es porque la relación entre la cantidad de paquetes, N , en la tabla 3.2, y 2^k se mantiene constante. De esta manera, si se evalúa la desigualdad (3.6) para cualquier modo de transmisión, se obtiene la siguiente relación:

$$r_{BTS} > 3,11 \times f_{IFFT}. \quad (3.7)$$

Finalmente, para utilizar una relación entera entre ambos relojes, tenemos que la tasa de bits del BTS debe ser igual a cuatro veces la frecuencia de muestreo de la FFT, o escrito matemáticamente:

$$r_{BTS} = 4 \times f_{IFFT} \approx 32,508 Mbps. \quad (3.8)$$

Una vez definida la relación entre r_{BTS} y f_{IFFT} , es posible volver a analizar la ecuación (3.4) para obtener la cantidad de TSPs por cuadro de multiplex, para cada modo de transmisión y para cada prefijo cíclico posible:

$$M = 2^{k-1}(1 + T_{CP}). \quad (3.9)$$

Los resultados de evaluar la ecuación anterior para cada caso se muestran en la tabla 3.3.

Tabla 3.3: Cantidad de TSPs por multiplex frame, para cada modo de transmisión, para todos los prefijos cíclicos posibles.

Modo de transmisión	k (2^{k-1})	Prefijo cíclico (T_{CP})			
		1/4	1/8	1/16	1/32
1	11	1280	1152	1088	1056
2	12	2560	2304	2176	2112
3	13	5120	4608	4352	4224

El ISDB-T Information packet (IIP)

De todos los TSPs que se transportan en un cuadro de multiplex, muchos son de datos, y el resto menos uno son paquetes nulos. El restante es el paquete IIP. Este paquete acarrea en sus 184 bytes útiles, dos campos de información

Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T

muy importantes: el *Modulation Control Configuration Information* (MCCI) y el *Network Synchronization Information* (NSI).

El *Modulation Control Configuration Information* tiene un largo de 160 bits en los que indica al modulador el modo de transmisión utilizado y el prefijo cíclico a configurar. Además, cuenta con la *TMCC Information* que indica al modulador el resto de la configuración del sistema: cantidad de capas jerárquicas y sus segmentos correspondientes, y el esquema de modulación, tasa de código convolucional y entrelazamiento temporal a utilizar en cada una de ellas. Luego de auto configurarse, el modulador envía esta *TMCC Information* al receptor en ciertas portadoras fijas reservadas para tales fines, denominadas *Transmission and Multiplexing Configuration Control* (TMCC). Leyendo la TMCC el receptor puede entonces decodificar la señal sin conocer previamente la configuración del transmisor.

El campo *Network Synchronization Information* no tiene un largo fijo, sino que su tamaño es especificado en el campo previo, *Network Synchronization Information Length*. Es utilizado para implementar redes de frecuencia única (SFN, el inglés *Single Frequency Network*).

Patrón de ordenamiento de BTS

Durante la división jerárquica, el BTS es dividido TSP tras TSP, y cada paquete es procesado por la capa jerárquica correspondiente hasta obtener símbolos con cada uno de los esquemas de modulación correspondientes en la etapa de *Mapeo*. Tales símbolos son posteriormente mapeados dentro del cuadro OFDM y transmitidos en paralelo en un esquema de múltiples portadoras. Como la *ISDB-T Information* es removida previo a la división jerárquica, como veremos en la sección 3.2.2, una vez desarmado el BTS no parece una tarea sencilla reconstruirlo completamente en recepción.

Una manera sencilla de obtener el orden original del BTS en recepción sería agregando información de posición a cada paquete. Basado en la tabla 3.3, la máxima cantidad de TSPs que puede tener un cuadro de múltiplex es 5120, por lo que 13 bits de información extra deberían ser suficientes para numerar cada paquete del cuadro [49]. Sin embargo, para no agregar información extra al flujo de transporte lo que se hace es definir un modelo de receptor ideal en el que se especifica claramente cómo se van combinando las distintas capas jerárquicas en recepción. Conociendo tal procedimiento, el transmisor debe ordenar al BTS de manera tal que pueda ser perfectamente reconstruido por el receptor. A tal patrón de ordenamiento se lo conoce como *multiplex frame pattern* y es único y diferente para cada configuración posible del transmisor. En la figura 3.4 se muestra el modelo del receptor ideal.

Luego de la demodulación y el desentrelazamiento, los bits entran al divisor jerárquico de manera ascendente a nivel de portadora y segmento. En la figura 3.5 se muestra un ejemplo de los bits desplazándose hacia el divisor jerárquico, para el modo 3 y con un prefijo cíclico de 1/8. Se usa en este ejemplo un único segmento para la capa A y 12 segmentos para la capa B. La señal nula del final corresponde al muestreo de los pilotos insertados en el símbolo OFDM, más *zero-padding* en la FFT, más el muestreo del prefijo cíclico. La cantidad total de muestras para este

3.2. Diagrama en bloques

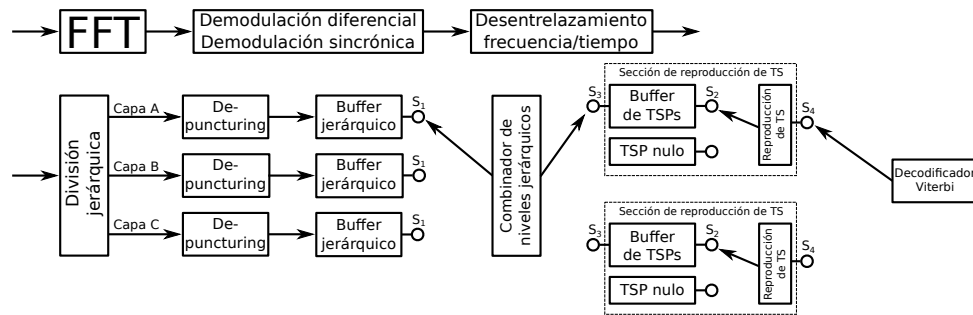


Figura 3.4: Receptor ideal para el armado de *multiplex frame patterns* [43].

ejemplo será entonces $8192 \times (1 + 1/8) = 9216$, de las cuales sólo 4992 corresponden a bits de información, 625 corresponden a portadoras piloto, 2575 corresponden a *zero-padding* en la FFT y 1024 corresponden al muestreo del prefijo cíclico. Todas las muestras que no son información son descartadas en el divisor jerárquico, pero serán agregadas como paquetes nulos en la sección de reproducción de TS de manera de mantener el sincronismo. Este proceso se repite 204 veces hasta lograr un *multiplex frame*.

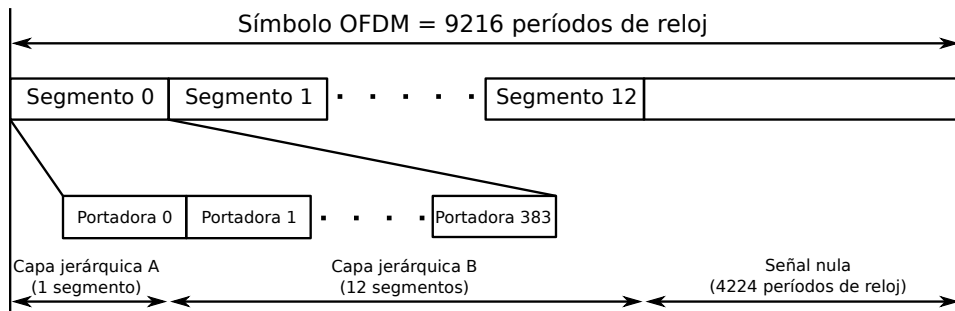


Figura 3.5: Señal de entrada al divisor jerárquico.

Para cada capa jerárquica, primero se realiza un *de-puncturing* de manera de alcanzar la tasa $1/2$, correspondiente al código madre. Todos los bits son almacenados en el buffer jerárquico. La cantidad de bits que será almacenada por cada período de reloj (en el que se procesa una muestra) dependerá de la tasa de código convolucional y el esquema de modulación utilizados en cada capa. En este caso, el tiempo de procesamiento se asume como cero para todas las capas jerárquicas. El switch S_1 se desplazará hacia el Buffer Jerárquico de una capa en particular, en el mismo período de reloj en el que el almacenamiento alcance un TSP (408 bytes²). Esos datos son instantáneamente transferidos al Buffer de TSPs.

Para lograr un bitrate constante r_{BTS} a la salida del Decodificador Viterbi, la cantidad de períodos de reloj que deben pasar entre la reproducción de dos TSPs por parte de la Sección de Reproducción de TS es fija y vale

²Un TSP en rigor contiene 204 bytes, pero en este punto de la cadena contamos con un código convolucional de tasa $1/2$ para todas las capas.

Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T

$$T_{TSP} = \frac{\text{períodos de reloj por multiplex frame}}{\text{TSPs por multiplex frame}} = 408. \quad (3.10)$$

De esta manera, la Sección de Reproducción de TS debe verificar cada T_{TSP} períodos de reloj la existencia de un TSP en el Buffer de TSPs. Si hay alguno, debe reproducirlo. De lo contrario, debe reproducir un TSP nulo. Esto se hace intercambiando al switch S_2 entre el Buffer de TSPs y la posición de TSP nulo.

El switch S_3 se utiliza para inyectar los TSPs a una u otra Sección de Reproducción de TS. Para el modo 1, se intercambia entre ambas Secciones de Reproducción de TS al comienzo de cada *multiplex frame*. Para los modos 2 y 3, el intercambio se realiza cada 1/2 (102 símbolos OFDM) y 1/4 (51 símbolos OFDM) cuadros de multiplex, respectivamente. El switch S_4 es utilizado para leer datos de una u otra Sección de Reproducción de TS. S_4 se desplaza hacia donde está S_3 luego de 3 símbolos OFDM (408×3 períodos de reloj), para todos los modos de transmisión.

El pseudocódigo del algoritmo utilizado para calcular el *multiplex frame pattern* se muestra en la lista 1. La cantidad de períodos de reloj por capa jerárquica se corresponde con la cantidad de muestras de esa capa, y depende del modo de transmisión utilizado.

Listo 1 Algoritmo para el cálculo del *multiplex_frame_pattern*

```

1: mother_fec ← 1/2                                ▷ El código convolucional madre es fijo, de tasa 1/2
2: bytes_per_tsp ← 408
3: sym_clock_periods ←  $2^{(10+mode)}(1+cp)$           ▷ períodos de reloj por símbolo OFDM
4: sym_per_switch ←  $\frac{204}{2^{(mode-1)}}$                 ▷ cantidad de símbolos OFDM por switch de  $S_3$ 
5: switches_per_frame ←  $\frac{204}{\textit{sym\_per\_switch}}$         ▷ intercambios de  $S_3$  por multiplex pattern
6: hier_buffer_L ← 0                                ▷ Inicializamos al buffer jerárquico de la capa  $L$ -ésima en cero
7: ts_buffer ← NULL                                  ▷ El Buffer de TSPs es una cola FIFO, que se inicializa vacía
8: for k=0:switches_per_frame do
9:   for i=0:sym_per_switch do
10:    for j=0:sym_clock_periods do
11:     if (j ∈ períodos de reloj capa  $L$ ) then
12:      hier_buffer_L ← hier_buffer_L + (mod_ind_L) * (fec_L) / (mother_fec)
13:     if hier_buffer_L ≥ bytes_per_tsp × 8 then
14:      hier_buffer_L ← hier_buffer_L - bytes_per_tsp × 8
15:      ts_buffer.append( $TSP_L$ )
16:     if (es momento de reproducir un TSP) then
17:      if (hay TSPs en el buffer) and ( $S_3$  y  $S_4$  conectados a la misma Sec. de Rep.) then
18:        ts_buffer.popleft(),
19:      else:
20:        print "TSP_NULL",

```

3.2.2. Codificador Reed Solomon

Una vez formado el BTS, es encaminado hacia un codificador Reed Solomon acortado, RS(204,188). Este codificador remueve los últimos 16 bytes de cada TSP y los reemplaza por una paridad capaz de corregir hasta 8 bytes. La manera de implementarlo es agregar 51 bytes en cero, al principio de cada paquete TS de 188 bytes para lograr paquetes de 239 bytes. Luego, se implementa un código RS (255,239) sistemático, y finalmente se remueven los primeros 51 bytes.

3.2. Diagrama en bloques

Una descripción detallada sobre el código se puede encontrar en la norma [43]. Se trata de exactamente el mismo código Reed Solomon que utilizan DVB-T [44] y DVB-S [50], entre otros estándares.

3.2.3. Divisor jerárquico

El divisor jerárquico recibe un BTS, en el que los últimos 16 bytes ya no tienen información jerárquica, sino que son la paridad computada en el bloque anterior. Su trabajo es enrutar cada TSP hacia la capa jerárquica A, B o C correspondiente. Pero al no contar con la información jerárquica, la manera que tiene de determinar a qué capa corresponde cada TSP es basarse en el orden del BTS, que como vimos en la sección 3.2.1, está perfectamente determinado y único para cada configuración del transmisor.

En este bloque, el comienzo de cada TSP es desplazado un byte de manera que comience con el primer byte de información y finalice con el byte de sincronismo. Además, son removidos todos los paquetes nulos que fueron agregados al BTS para mantener constante la tasa de bits.

3.2.4. Dispensador de energía

De manera de no obtener ráfagas de ceros o unos en la secuencia de bits transmitida, es que se implementa un dispensador de energía para cada capa jerárquica. Lo que se hace es generar una secuencia de bits pseudoaleatoria (PRBS, del inglés *Pseudo Random Bit Sequence*) con la que se hace un XOR a cada bit de entrada, menos al byte de sincronismo, que en este punto de la cadena está al final de cada TSP.

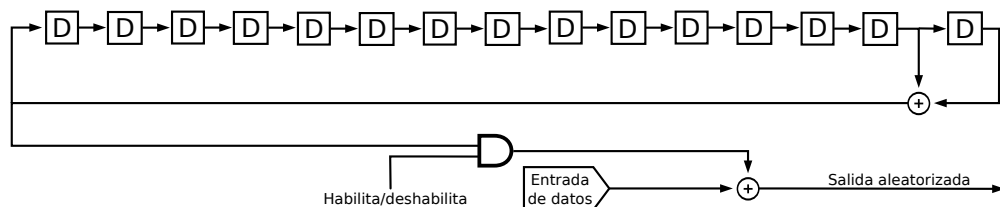


Figura 3.6: Circuito generador de la secuencia de bits pseudoaleatoria.

Se utiliza el circuito de la figura 3.6, que es el mismo que también utilizan DVB-T [44] y DVB-S [50]. También, al igual que en los otros dos estándares europeos, la palabra inicial es 100101010000000. Para ISDB-T esta palabra es reiniciada al inicio de cada *OFDM frame*. Si bien el XOR entre la entrada de datos y la secuencia pseudoaleatoria se deshabilita durante el byte de sincronismo, su evolución no se detiene en ningún momento.

Es interesante notar que por tratarse de un XOR entre los bits de entrada y la PRBS, la manera de recuperar los bits originales es aplicar el mismo circuito a la secuencia aleatorizada. Es importante sin embargo, que la sincronización (i.e. el momento en que se reinicia la palabra en los registros del circuito) sea perfecta.

3.2.5. Entrelazamiento de byte

Como el código Reed Solomon agregado a cada TSP es capaz que corregir hasta ocho bytes por paquete, cualquier error en ráfaga mayor a dicho tamaño generaría errores irreparables en el TSP afectado. Una estrategia ampliamente utilizada en varios sistemas de comunicación es, luego de un código corrector de errores a nivel de byte, un entrelazamiento de esos bytes de manera que los errores en ráfaga sean vistos como puntuales en recepción, y así entonces puedan ser corregidos.

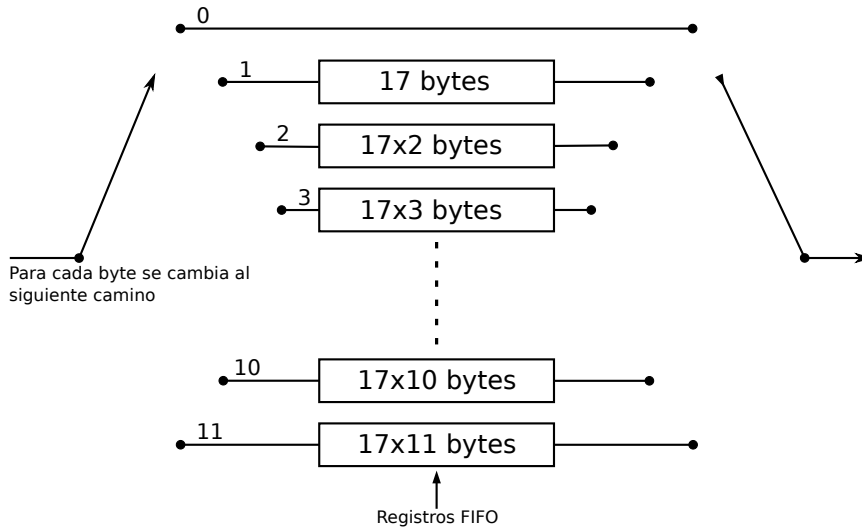


Figura 3.7: Circuito utilizado para el entrelazamiento temporal.

Este entrelazamiento se hace para cada capa jerárquica por separado, utilizando el circuito de la figura 3.7. Es posible ver que los bytes que van por el camino 0 no sufren ningún tipo de retardo, al tiempo que los bytes que van por el camino 11 son retardados 11×17 bytes. Esto redundará en un retardo total (d_{bi}) agregado por este bloque, y necesario en recepción para poder reconstruir la señal como era previo al entrelazamiento. Este retardo lo podemos calcular como el mayor de los retardos de todos los caminos paralelos (camino 11, 11×17 bytes), multiplicado por el número total de caminos. Esto es:

$$d_{bi} = (11 \times 17 \times 12) \text{ bytes} = 2244 \text{ bytes}, \quad (3.11)$$

o lo que es lo mismo, 11 TSPs.

Como cada capa jerárquica cuenta con su propia configuración, y por lo tanto con su propio bitrate, podemos ver que estos 11 TSPs no constituyen un retardo idéntico para cada capa, desde el punto de vista temporal. De manera de que los mismos TSPs que forman un cuadro de múltiplex, formen un cuadro OFDM, y entonces se pueda mantener sincronismo entre transmisión y recepción, es que se agrega un ajuste de atraso previo a este bloque. El objetivo es que el retardo de cada capa jerárquica sea igual a un cuadro de múltiplex.

Lo que se debe hacer entonces es calcular, dados el esquema de modulación, la tasa de código convolucional y la cantidad de segmentos utilizados para cada

3.2. Diagrama en bloques

capa jerárquica, la cantidad de TSPs en un cuadro de múltiplex. A este valor se le restan los 11 TSPs que ya agrega de retardo el entrelazamiento de byte, y el resultado, que se muestra en la tabla 3.4, es el retardo que hay que agregar a cada capa. N representa la cantidad de segmentos utilizados para cada capa jerárquica.

Tabla 3.4: Valores para el ajuste de atraso, necesario previo al entrelazamiento de byte.

Esquema de modulación	Código convolucional	Ajuste de atraso en TSPs		
		Modo 1	Modo 2	Modo 3
QPSK	1/2	$12 \times N - 11$	$24 \times N - 11$	$48 \times N - 11$
	2/3	$16 \times N - 11$	$32 \times N - 11$	$64 \times N - 11$
	3/4	$18 \times N - 11$	$36 \times N - 11$	$72 \times N - 11$
	5/6	$20 \times N - 11$	$40 \times N - 11$	$20 \times N - 11$
	7/8	$21 \times N - 11$	$42 \times N - 11$	$84 \times N - 11$
16QAM	1/2	$24 \times N - 11$	$48 \times N - 11$	$96 \times N - 11$
	2/3	$32 \times N - 11$	$64 \times N - 11$	$128 \times N - 11$
	3/4	$36 \times N - 11$	$72 \times N - 11$	$144 \times N - 11$
	5/6	$40 \times N - 11$	$80 \times N - 11$	$160 \times N - 11$
	7/8	$42 \times N - 11$	$84 \times N - 11$	$168 \times N - 11$
64QAM	1/2	$36 \times N - 11$	$72 \times N - 11$	$144 \times N - 11$
	2/3	$48 \times N - 11$	$96 \times N - 11$	$192 \times N - 11$
	3/4	$54 \times N - 11$	$108 \times N - 11$	$216 \times N - 11$
	5/6	$60 \times N - 11$	$120 \times N - 11$	$240 \times N - 11$
	7/8	$63 \times N - 11$	$126 \times N - 11$	$252 \times N - 11$

Los valores de la tabla anterior se pueden calcular según la ecuación 3.12,

$$N_{TSPs} = \frac{204 \times m_L \times FEC_L \times 96 \times 2^{modo-1}}{8 \times 204}, \quad (3.12)$$

en donde m_L y FEC_L representan el esquema de modulación y la tasa de código convolucional utilizados para la capa jerárquica L -ésima, el valor $96 \times 2^{modo-1}$ representa a la cantidad de portadoras de datos utilizadas por cada segmento. Todo es multiplicado por 204, de manera de obtener el resultado para un cuadro OFDM completo, y luego es dividido entre 8×204 , de manera de obtener el resultado en TSPs.

3.2.6. Código convolucional

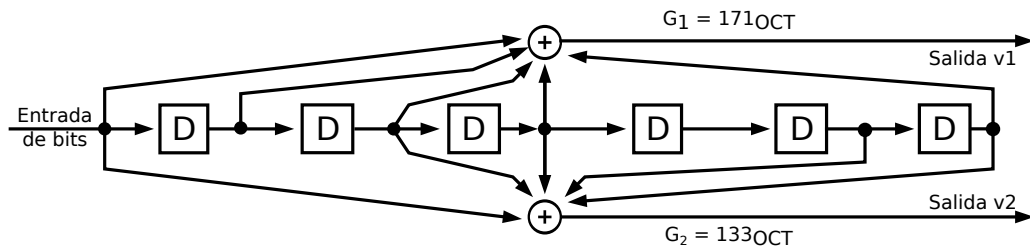


Figura 3.8: Circuito del código madre utilizado por ISDB-T.

ISDB-T utiliza un código convolucional con *puncturing*, cuyo código madre tiene una tasa de 1/2, y una constante $k = 7$. Los polinomios generadores del código

Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T

valen $G_1 = 171_{OCT}$ y $G_2 = 133_{OCT}$. En la figura 3.8 se muestra al circuito correspondiente al *código madre*, y en la tabla 3.5 se muestra la matriz de *puncturing* mediante la cual se logran las distintas tasas.

El *puncturing* es una técnica utilizada para lograr códigos de cualquier tasa m/n en transmisión, sin aumentar la complejidad de la decodificación en recepción. Esta técnica codifica las palabras con un codificador poco complejo denominado *madre*, que se caracteriza por contar una única entrada y n_0 salidas. Luego, se eliminan algunos de los bits codificados para lograr la tasa del código objetivo. Tanto el codificador como el decodificador saben perfectamente cuáles fueron los bits removidos porque para eso se utiliza la *matriz de puncturing* previamente acordada. La información descartada es luego agregada en recepción en forma de *dummy bits* y posteriormente reconstruida por el algoritmo de decodificación (tal y como si se trata de errores). Lo interesante del *puncturing* es que la decodificación del nuevo código es idéntica a la del código madre y por lo tanto, un mismo algoritmo, relativamente simple, es capaz de decodificar todas las tasas posibles.

Tabla 3.5: Matriz de *puncturing* utilizada en ISDB-T.

Tasa del código	Matriz de <i>puncturing</i>	Secuencia de transmisión
1/2	$v_1 : 1$ $v_2 : 1$	$v_1[0], v_2[0]$
2/3	$v_1 : 10$ $v_2 : 11$	$v_1[0], v_2[0], v_2[1]$
3/4	$v_1 : 101$ $v_2 : 110$	$v_1[0], v_2[0], v_2[1], v_1[2]$
5/6	$v_1 : 10101$ $v_2 : 11010$	$v_1[0], v_2[0], v_2[1], v_1[2], v_2[3], v_1[4]$
7/8	$v_1 : 1000101$ $v_2 : 1111010$	$v_1[0], v_2[0], v_2[1], v_2[2], v_2[3], v_1[4], v_2[5], v_1[6]$

3.2.7. Entrelazamiento de bit y modulación

De la misma manera que luego de aplicado un código corrector de errores a nivel de byte se debe realizar un entrelazamiento de bytes de manera de combatir los errores en ráfaga, es esperable que a continuación de un código corrector de errores a nivel de bit, como es el código convolucional, se aplique un entrelazamiento de bits. En ISDB-T, esto se hace conjuntamente con la modulación, o mapeo.

Durante el proceso de mapeo se juntan los bits correspondientes a cada capa jerárquica de a dos, cuatro o seis, en función del esquema de modulación utilizado, QPSK, 16QAM o 64QAM respectivamente. El entrelazamiento se logra al aplicar a cada bit de un mismo símbolo un retardo distinto. A continuación se especifica para QPSK, 16QAM y 64QAM, cómo se realiza el mapeo, y cómo se logra el entrelazamiento de bits. No se considera la modulación diferencial DQPSK, por ser poco utilizada.

3.2. Diagrama en bloques

QPSK

La señal de entrada se agrupa de a dos bits. Siempre ingresa primero el menos significativo. Antes del mapeo, el bit más significativo sufre un retardo de 120 bits, como se muestra en la figura 3.9. La constelación utilizada cuando el esquema de modulación es QPSK se muestra en la figura 3.10.

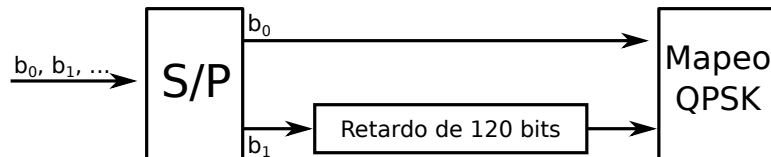


Figura 3.9: Diagrama del sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación QPSK.

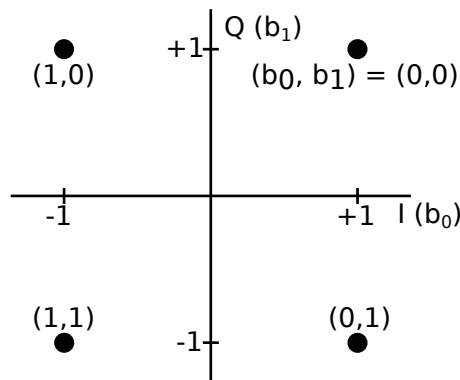


Figura 3.10: Constelación utilizada con la modulación QPSK.

16QAM

En este caso, la señal de entrada se agrupa de a cuatro bits, el menos significativo es siempre el primero al ingresar al sistema. El entrelazamiento de bits en este caso se logra retardando 120 bits al bit más significativo, 80 bits al que le sigue y 40 bits al restante, sin contar al menos significativo, que no sufre ningún retardo. Todo esto se muestra en la figura 3.11. La constelación utilizada para 16QAM se muestra en la figura 3.12.

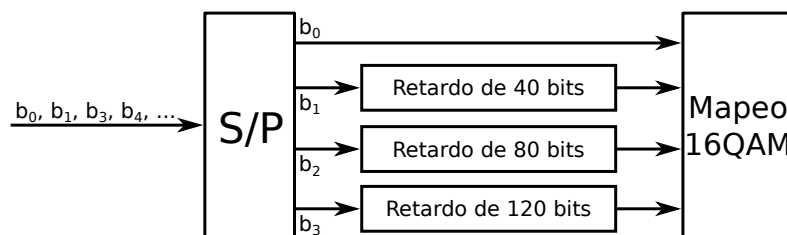


Figura 3.11: Diagrama del sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación 16QAM.

Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T

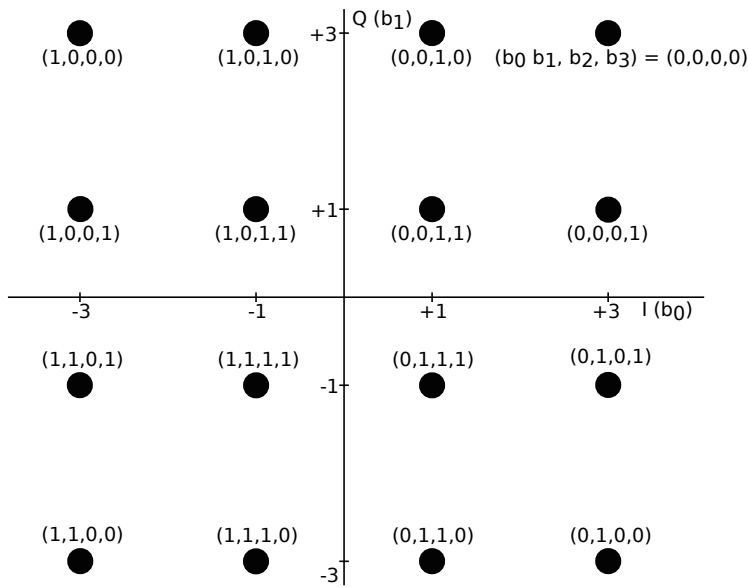


Figura 3.12: Constelación utilizada con la modulación 16QAM.

64QAM

Para el caso de 64QAM, los bits se agrupan de a seis. El menos significativo, que es el primero en ingresar al sistema, no sufre ningún retardo. Los bits subsiguientes, son retardados 24, 48, 72, 96 y 120 bits, el más significativo es el que se retarda más. Esto se muestra en la figura 3.13, y la constelación utilizada se puede ver en la figura 3.14

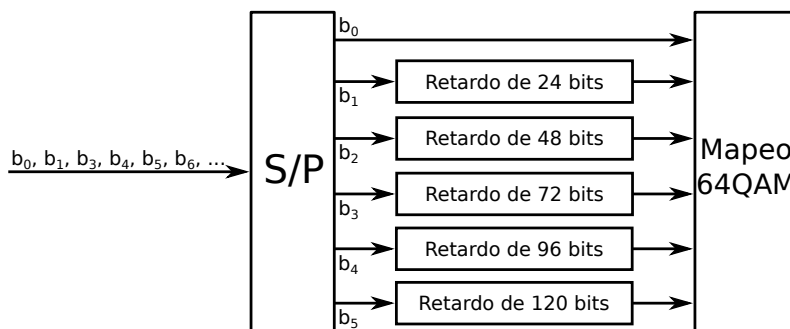


Figura 3.13: Diagrama del sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación 64QAM.

3.2. Diagrama en bloques

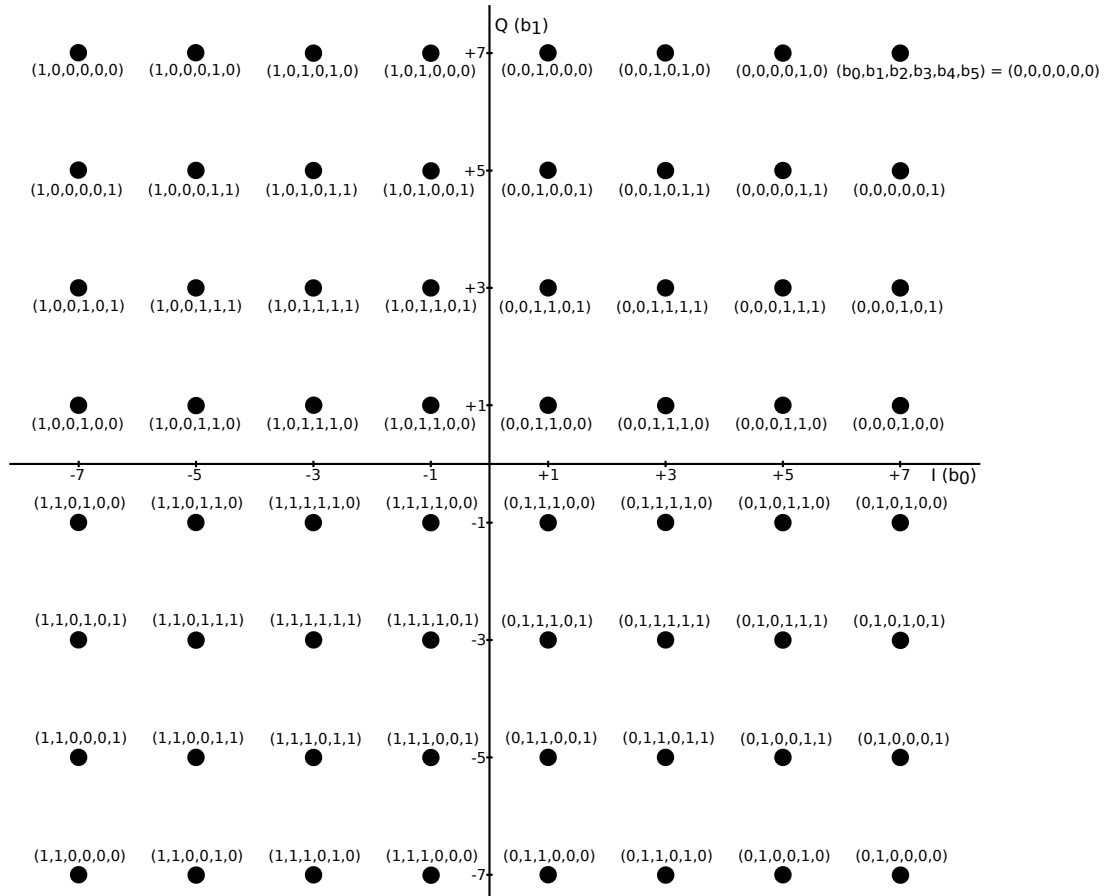


Figura 3.14: Constelación utilizada con la modulación 64QAM.

Ajuste de atraso

Se puede ver que el entrelazamiento de bits genera, en todos los casos, un retardo de 120 símbolos QPSK, 16QAM o 64QAM, según el esquema de modulación que se utilice en cada capa jerárquica. Este retardo, de igual número de símbolos para todas las capas jerárquicas, resulta muy distinto en cada caso si lo vemos desde el punto de vista temporal, al igual que sucede con el entrelazamiento de bytes.

De manera de lograr un sincronismo total entre todas las capas jerárquicas, se agrega previamente a cada una un retardo distinto, tal que el retardo total agregado por este bloque de procesamiento a cada capa jerárquica sea siempre de dos símbolos OFDM. Para calcular ese valor en la capa L -ésima, primero calcularemos el retardo objetivo en bits para cada una de ellas, $N_{2 \times OFDM_L}$, equivalente a dos símbolos OFDM. Luego restaremos a ese valor, el retardo que agrega el proceso de entrelazamiento de bits.

El cálculo de $N_{2 \times OFDM_L}$ se presenta en la ecuación 3.13,

$$N_{2 \times OFDM_L} = 2 \times N_L \times m_L \times 96 \times 2^{modo-1}, \quad (3.13)$$

Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T

en donde N_L y m_L representan la cantidad de segmentos y el esquema de modulación utilizados para la capa L -ésima. El valor $96 \times 2^{modo-1}$ corresponde a la cantidad de portadoras de datos por segmento, que varía según el modo de transmisión utilizado (tabla 3.1).

Como la cantidad de bits de retardo que genera el entrelazamiento de bits es $120 \times m_L$, para lograr un retardo de exactamente dos símbolos OFDM en cada capa jerárquica, este valor debe ser restado a $N_{2 \times OFDM_L}$. Los retardos resultantes se muestran en la tabla 3.6.

Tabla 3.6: Valores para el ajuste de atraso, necesario a partir del entrelazamiento de bits.

Esquema de modulación	Ajuste de atraso en bits		
	Modo 1	Modo 2	Modo 3
QPSK	$384 \times N_L - 240$	$768 \times N_L - 240$	$1536 \times N_L - 240$
16QAM	$768 \times N_L - 480$	$1536 \times N_L - 480$	$3072 \times N_L - 480$
64QAM	$1152 \times N_L - 720$	$2304 \times N_L - 720$	$4608 \times N_L - 720$

Normalización de los niveles de modulación

Para que la potencia media de todos los símbolos OFDM sea 1, sea cual sea el esquema de modulación utilizado, se realiza una normalización sobre cada una de las constelaciones de las figuras 3.10, 3.12 y 3.14 según la tabla 3.7.

Tabla 3.7: Factor de normalización para cada esquema de modulación.

Esquema de modulación	Factor de normalización
QPSK	$1/\sqrt{2}$
16QAM	$1/\sqrt{10}$
64QAM	$1/\sqrt{42}$

3.2.8. Combinación jerárquica

Las diferentes capas jerárquicas se combinan para lograr una señal en serie, que tiene por unidad símbolos de modulación representados como números complejos. La combinación es tal que se procesan los segmentos en orden creciente, y dentro de ellos, los símbolos, correspondientes a las futuras portadoras, también en orden creciente. La manera de realizar tal combinación se muestra en la figura 3.15.

3.2. Diagrama en bloques

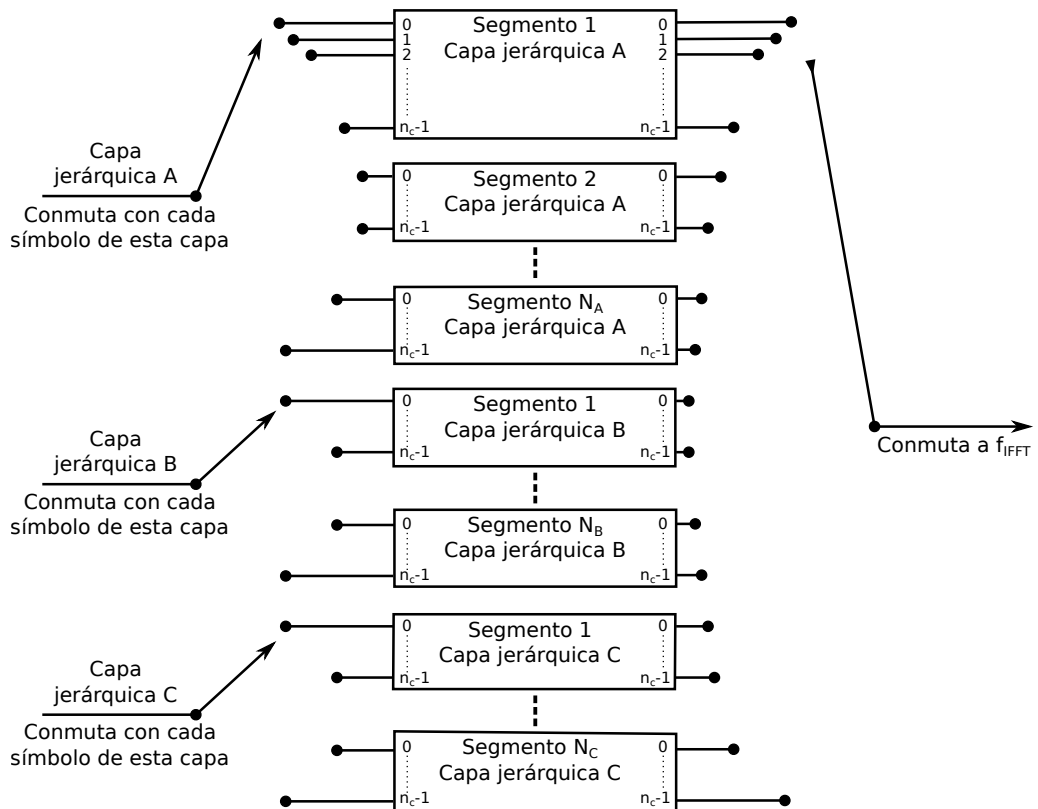


Figura 3.15: Circuito con el cual se realiza la combinación de las distintas capas jerárquicas. n_c puede tomar los valores 96, 192 o 384 según el modo de transmisión en el que se esté trabajando sea 1, 2 o 3 respectivamente.

3.2.9. Entrelazamiento temporal

Este bloque se encarga de dispersar los símbolos de modulación entre distintos símbolos OFDM, siempre para una portadora única: la única dimensión en la que se da el movimiento es el tiempo; de ahí su nombre. El entrelazamiento temporal aumenta la robustez del sistema ante ruido impulsivo, al esparcir la información en el tiempo, y mejora la recepción en los dispositivos móviles [51].

Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T

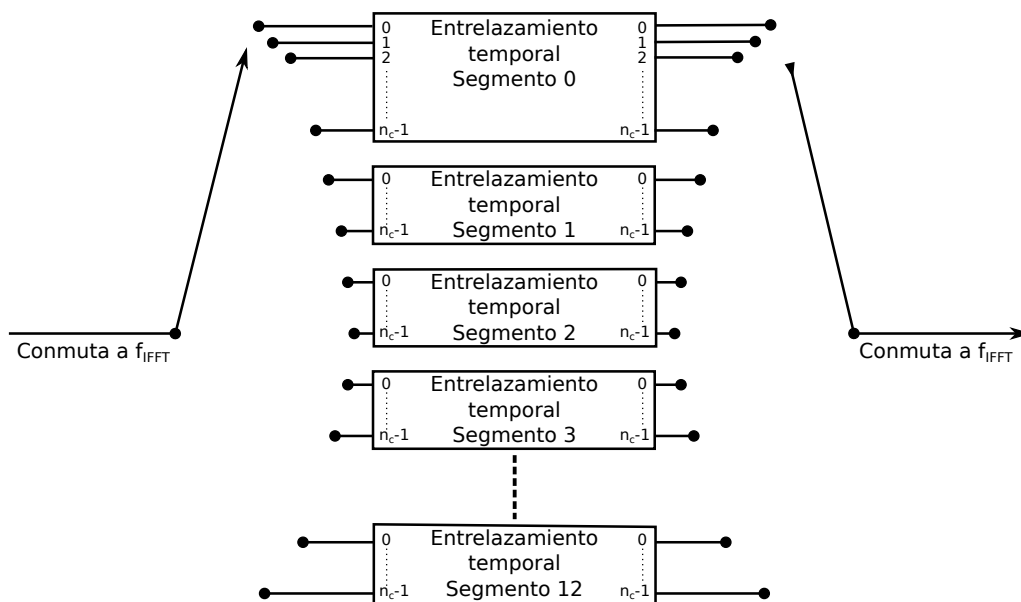


Figura 3.16: Configuración del entrelazamiento temporal. n_c puede tomar los valores 96, 192 o 384 según el modo de transmisión en el que se esté trabajando sea 1, 2 o 3 respectivamente.

Como a esta altura del procesamiento los distintos símbolos se desplazan de manera secuencial, en orden creciente de segmento y portadora, primero deben ser puestos en paralelo, de manera de poder trabajar sobre cada portadora de manera independiente. La imagen 3.16 muestra cómo se realiza esto, en tanto que en la imagen 3.17 se muestra el procesamiento dentro de cada segmento.

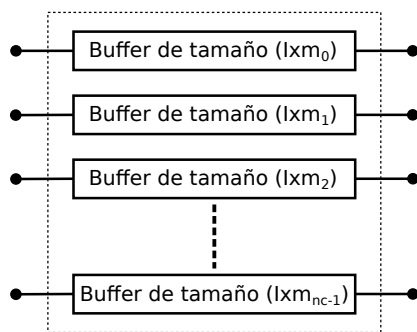


Figura 3.17: Configuración del entrelazamiento temporal dentro de cada segmento. n_c puede tomar los valores 96, 192 o 384 según el modo de transmisión en el que se esté trabajando sea 1, 2 o 3 respectivamente.

El entrelazamiento temporal es logrado al retardar cada portadora de un mismo segmento de manera independiente. Tal retardo es definido según el tamaño de los buffers en la figura 3.17, que toman por valor $m_i \times I$, con i el número de portadora, $m_i = (i \times 5) \bmod 96$, e I la profundidad del entrelazamiento temporal seleccionada de manera independiente para cada capa, según la tabla 3.1.

Como cada capa jerárquica tiene su propia profundidad de entrelazamiento temporal I_L , es necesario realizar un ajuste de atraso de manera de que el retardo

3.2. Diagrama en bloques

total en transmisión y recepción sea múltiplo de un cuadro OFDM, para todos los niveles jerárquicos. Este ajuste de atraso, que debe ser realizado previo al entrelazamiento temporal, puede ser calculado si se toma en cuenta el retardo máximo agregado por el entrelazamiento temporal en cada capa, y se ve cuántos símbolos OFDM restan para lograr N_L cuadros OFDM completos. Dicho de otra manera, el número de símbolos OFDM necesarios para realizar el ajuste es

$$d_I = 204 - (95 \times I_L \bmod 204), \quad (3.14)$$

y la cantidad de cuadros OFDM de retardo totales en transmisión y recepción luego del entrelazamiento temporal será entonces

$$N_L = (95 \times I_L + d_I) \bmod 204. \quad (3.15)$$

En la tabla 3.8 se muestran los resultados de las ecuaciones 3.14 y 3.15 para todos los valores de entrelazamiento temporal de cada modo de transmisión posible.

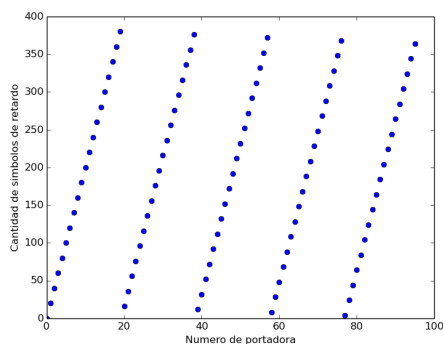
Tabla 3.8: Ajustes de atraso para distintos valores de entrelazamiento temporal (I) en los distintos modos de transmisión.

Modo 1			Modo 2			Modo 3		
I	Símbolos OFDM de retardo agregados	Cuadros OFDM de retardo totales	I	Símbolos OFDM de retardo agregados	Cuadros OFDM de retardo totales	I	Símbolos OFDM de retardo agregados	Cuadros OFDM de retardo totales
0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	28	2	2	14	1	1	109	1
8	56	4	4	28	2	2	14	1
16	112	8	8	56	4	4	28	4

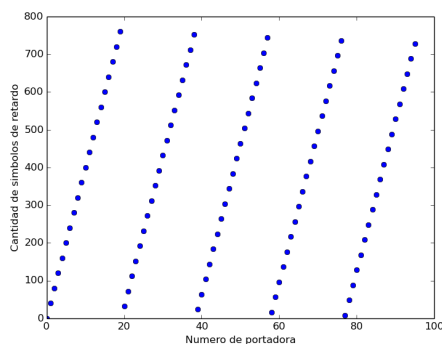
De esta tabla se puede concluir que distintas capas jerárquicas pueden tener distintos retardos, siempre en unidades de cuadros OFDM. Esto es algo curioso, ya que al regenerar el BTS en recepción, si bien se logrará la misma secuencia de paquetes, el contenido posiblemente no sea exactamente el mismo que fue transmitido, ya que las capas jerárquicas pueden haber sufrido un desfase entre ellas.

Tiene sentido, sin embargo, utilizar distintas profundidades de entrelazamiento temporal para los niveles jerárquicos sólo si se tiene distintos canales objetivo. Esto es, si el objetivo de cada capa jerárquica es un tipo de recepción distinta, i.e. recepción móvil (*one_seg*) y recepción fija (*full_seg*).

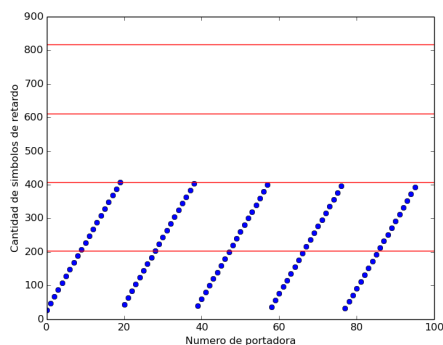
Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T



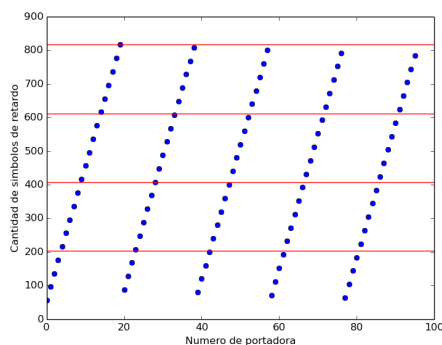
(a) Modo 1, $I = 4$



(b) Modo 1, $I = 8$



(c) Modo 1, $I = 4$. Se agregó el ajuste de atraso correspondiente, en rojo se marca el comienzo de un nuevo cuadro OFDM.



(d) Modo 1, $I = 8$. Se agregó el ajuste de atraso correspondiente, en rojo se marca el comienzo de un nuevo cuadro OFDM.

Figura 3.18: Arreglo de las portadoras luego del entrelazamiento temporal. Con y sin ajuste de atraso.

En la figura 3.18 se muestran dos posibles arreglos para las portadoras luego del entrelazamiento temporal. En ambos casos para el modo 1, primero con $I = 4$ y luego con $I = 8$. En las primeras dos imágenes, no hay ajuste de atraso. En las últimas dos sí. Se puede ver que el desfase resultante entre ambas configuraciones es de dos cuadros OFDM. Es posible verificar la coherencia de estas imágenes con los valores expuestos en la tabla 3.8.

3.2.10. Entrelazamiento frecuencial

A diferencia del entrelazamiento temporal, el entrelazamiento frecuencial tiene como fin robustecer al sistema frente a canales selectivos en frecuencia [51]. Al intercalar los distintos símbolos en esta dimensión, los desvanecimientos que se dan en una banda en particular pueden ser paliados por los códigos correctores de errores, una vez que las portadoras se reacomodan a su forma original.

Previo al procesamiento, las distintas portadoras se dividen en tres grupos: las destinadas a recepción parcial, las de modulación coherente y las de modulación

3.2. Diagrama en bloques

diferencial. Las portadoras dentro de cada uno de estos grupos serán tratadas indistintamente, pero cada grupo sufrirá un procesamiento independiente. El diagrama en bloques del entrelazamiento frecuencial se muestra en la figura 3.19.

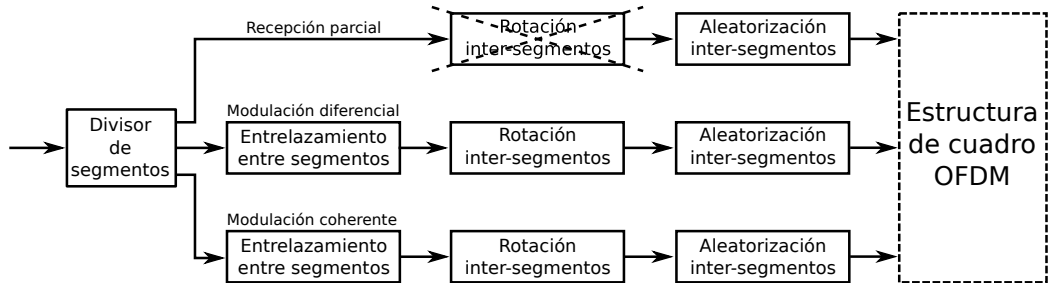


Figura 3.19: Diagrama en bloques del proceso de entrelazamiento frecuencial.

Entrelazamiento inter-segmentos

El entrelazamiento entre segmentos debe realizarse entre todos los segmentos que comparten el mismo tipo de modulación, diferencial o coherente. Este procesamiento no aplica a la recepción parcial por tratarse de un único segmento independiente.

Se trata de un entrelazador de bloque: los datos son escritos en una matriz en una dimensión, y luego son leídos en la otra. El algoritmo es como se muestra en la figura 3.20, en donde N representa la cantidad de segmentos que utilizan la modulación en cuestión y $C = 96 \times 2^{modo-1}$ representa la cantidad de portadoras activas en cada segmento. Se puede ver que la cantidad de símbolos, o portadoras, afectados será $N \times C$.

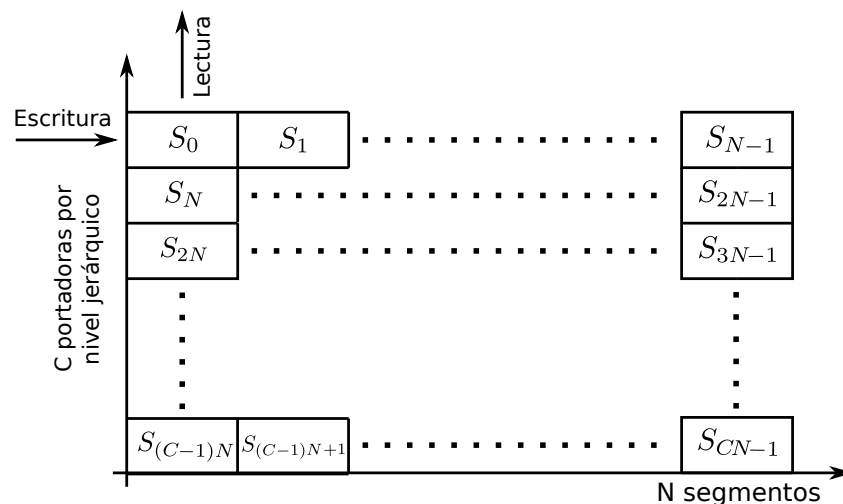


Figura 3.20: Algoritmo general para el entrelazamiento entre segmentos del entrelazador frecuencial.

Capítulo 3. Sistema Transmisor ISDB-T

Entrelazamiento intra-segmentos

El entrelazamiento intra-segmentos es realizado en dos pasos, primero, las portadoras de cada segmento son rotadas según la ecuación (3.16)

$$S_{\{i,k\}}^{rotada} = S_{\{(k+i) \bmod C, k\}}, \quad (3.16)$$

en donde i representa el número de portadora dentro del segmento y puede tomar valores en $[0, C - 1]$, con $C = 96 \times 2^{modo-1}$ la cantidad de portadoras de datos en cada segmento; k representa el número de segmento, que toma valores entre cero y la cantidad de segmentos que utilizan cierta modulación (diferencial o coherente), menos uno.

Es posible ver que para el caso de la recepción parcial esta rotación no tiene ningún efecto, ya que en la ecuación (3.16) k vale siempre cero. Es por esto que en la figura 3.19 este bloque aparece tachado. Es que si bien pertenece al diagrama original especificado en [43], entendemos que no debería estar. Así como sucede con el entrelazamiento inter-segmentos.

El segundo paso del entrelazamiento intra-segmentos es la aleatorización de símbolos. Esto se realiza moviendo cada uno según de ciertas *Look Up Tables* (LUTs) definidas para cada modo de transmisión en [43], sección 3.11.2.2, que no vale la pena transcribir.

3.2.11. Estructura de cuadro OFDM

Tal y como se describió anteriormente, toda la estructura de datos que durante la codificación de canal se agrupó de a cuadros de multiplex, o *multiplex frames*; es transmitida en unidades 204 símbolos OFDM denominadas cuadros OFDM, u *OFDM frames*. Estos cuadros OFDM tienen cierta estructura, perfectamente definida, en la que se sabe, para cada una de las portadoras, a qué capa jerárquica corresponde, y si es de datos o se trata de alguna portadora piloto. Ambas estructuras de datos comparten la misma cantidad de paquetes TS correspondientes a cada una de las capas jerárquicas. La información que al formar el BTS se transmitía en el paquete IIP, dentro del cuadro OFDM se transmitirá en cierta portadora piloto denominada TMCC.

La estructura de cuadro OFDM es levemente diferente para las modulaciones diferencial y coherente. En este trabajo abordaremos únicamente la modulación coherente por ser la más extensamente utilizada; los conceptos para el caso diferencial son exactamente los mismos.

Se define la estructura para un único segmento, ya que es prácticamente igual para todos. Dentro de cada uno veremos que a las 96, 192 o 384 portadoras de datos se agregan 12, 24 o 48 portadoras piloto, según se esté trabajando en modo 1, 2 o 3 respectivamente. Estas portadoras se clasifican en tres tipos: SP, AC y TMCC. Una descripción detallada respecto de cada una de ellas se puede encontrar en la secciones 3.2.13, 3.2.15, y 3.2.14 respectivamente.

3.2.12. Configuración de segmento OFDM para la modulación coherente

En la figura 3.21 se muestra la estructura de cuadro OFDM para modulación coherente en modo de transmisión 1. La configuración para otros modos es idéntica, salvo que aumenta el número total de portadoras piloto y de datos.

Las portadoras dispersas (SP, del inglés *Scattered Pilots*), son agregadas una cada 12 y desplazadas tres hacia la derecha en cada nuevo símbolo OFDM. Luego de cuatro símbolos, las SP vuelven a su posición original, tal y como se muestra en la figura. La primera portadora dispersa en asignarse debe ser en la posición cero del primer símbolo OFDM del cuadro, luego se debe continuar construyendo la configuración según la lógica ya explicada. Estas portadoras son utilizadas para estimar el canal en recepción y es por eso que se busca que varíen su posición tanto en frecuencia como en el tiempo.

Se agregarán $2 \times 2^{\text{modo}-1}$ portadoras auxiliares (AC, del inglés *Auxiliary Channel*) y $2^{\text{modo}-1}$ portadoras TMCC a cada uno de los segmentos. Estas portadoras tendrán posiciones fijas, distintas para cada segmento, que se especifican en [43] y no vale la pena transcribir. Es fácil ver que estas posiciones están definidas de manera que nunca un SP se superponga a una portadora TMCC o AC.



Figura 3.21: Estructura de cuadro OFDM para un segmento con modulación coherente y modo de transmisión 1.

3.2.13. Portadoras dispersas (SP, *Scattered Pilots*)

Se trata de señales BPSK en las que el valor de la i -ésima portadora del símbolo OFDM, W_i , es obtenido a partir de la secuencia pseudoaleatoria de la figura 3.22. Todos los registros del generador PRBS se inicializan en "1", y se va calculando el valor de cada una de las portadoras según evolucione el circuito, comenzando por la de más a la izquierda del espectro (la primera del segmento onceavo). Los pares (I, Q) correspondientes serán $(4/3, 0)$ en caso que $W_i = 0$ y $(-4/3, 0)$ en caso que $W_i = 1$.

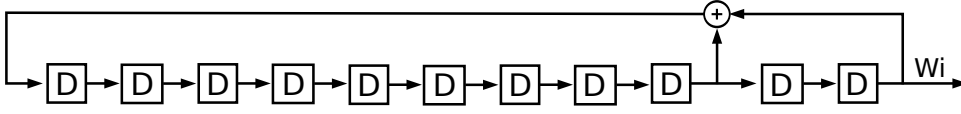


Figura 3.22: Circuito generador de la secuencia pseudoaleatoria que asigna valores a las portadoras dispersas.

Tal y como se especificó anteriormente, estas portadoras son utilizadas para estimar el canal radioeléctrico en recepción. Se puede ver que la manera en la que se arma la estructura de cuadro OFDM asume para el canal un ancho de banda de coherencia mucho mayor a cuatro portadoras y un tiempo de coherencia mucho mayor a cuatro símbolos OFDM.

La suposición anterior puede ser cierta o no dependiendo de qué tan selectivo en frecuencia y/o variable en el tiempo sea el canal. Es posible concluir entonces que para canales más selectivos en frecuencia será necesario trabajar con portadoras con un menor ancho de banda, i.e., modo 3; en tanto que para canales muy variables en el tiempo se deberá optar por símbolos OFDM de más corta duración, esto es, modo 1.

Se debe considerar en este punto que cuantos más caminos conformen un canal, más selectivo en frecuencia será este, y que los canales variables en el tiempo son en general los que cuentan ya sea con un receptor, un transmisor, o ambos, en movimiento. Basado en el análisis anterior, es posible afirmar una vez más que la elección del modo de transmisión no es otra cosa que un compromiso entre robustecer al sistema frente al multicamino o a los efectos de una recepción móvil.

3.2.14. Portadora TMCC

La portadora TMCC, del inglés *Transmission and Multiplexing Configuration Control*, es quien se encarga de transmitir toda la información jerárquica que dentro de un cuadro de múltiplex acarrea el paquete IIP. Se utiliza modulación DBPSK, con referencia el primer símbolo del cuadro OFDM, que toma por valor W_i , según se detalló en la sección 3.2.13. Esto resulta en un total de 203 bits de datos, que son estructurados según la tabla 3.9.

Luego de la modulación diferencial, la señal modulada toma los valores $(+4/3, 0)$ para representar el “0”, y $(-4/3, 0)$ para representar el “1”. Sean B_0 a B_{203} los bits de información a codificar de manera diferencial, y sean B'_0 a B'_{203} los bits de información ya codificados, la manera de calcular la correspondencia es según

$$B'_0 = W_i, \quad (3.17)$$

$$B'_k = B'_{k-1} \oplus B_k, \quad (3.18)$$

$\forall k = 1, \dots, 203$; en donde \oplus representa el XOR. En otras palabras, el valor complejo varía si el dato a codificar es un 1, y permanece constante si se trata de un 0.

3.2. Diagrama en bloques

Tabla 3.9: Asignación de bits para la portadora TMCC.

Número de bit	Valor
B_0	Referencia para la modulación diferencial
$B_1 - B_{16}$	Señal de sincronismo
$B_{17} - B_{19}$	Identificación del tipo de segmento
$B_{20} - B_{121}$	Bits de información TMCC
$B_{122} - B_{203}$	Bits de paridad

En la tabla 3.9, la señal de sincronismo es una palabra de 16 bits cuyos valores alternan cuadro a cuadro entre $w_0 = 0011010111101110$ y $w_1 = 1100101000010001$. Es posible notar que los bits de w_1 son obtenidos al negar los bits de w_0 . Esto es así porque en general los bits de esta portadora son constantes en el tiempo, entonces si la secuencia de sincronismo casualmente se encontrara dentro del resto de los bits de la TMCC, el receptor no tendría información suficiente para detectar cuál es efectivamente la secuencia de sincronismo. Esta palabra es utilizada para detectar en recepción el comienzo de un cuadro OFDM, como se verá más adelante.

Los bits de identificación del tipo de segmento pueden tomar los valores 111, para modulación diferencial, o 000 para modulación coherente. En los bits de información TMCC se especifica si corresponde la recepción parcial, y para cada capa jerárquica, el esquema de modulación, la tasa de código convolucional, la profundidad del entrelazamiento temporal y la cantidad de segmentos correspondientes. Una descripción detallada de cada bit y sus posibles valores puede encontrarse en [43]. Finalmente, los últimos bits sirven de paridad para los bits de información TMCC, ya que tal información es de vital importancia para que el receptor pueda funcionar correctamente.

Cabe destacar que, si bien por tratarse de un esquema de modulación diferencial con distintos valores iniciales, los valores complejos de cada portadora TMCC en un mismo símbolo OFDM pueden diferir, la información será siempre la misma, excepto por los bits de identificación del tipo de segmento. Esto hace posible robustecer la decodificación de esta portadora mediante la votación entre todas las portadoras TMCC del espectro.

3.2.15. Portadoras auxiliares (*AC, Auxiliary Channel*)

Estas portadoras auxiliares sirven para transmitir información adicional de control de la transmisión. Su uso es completamente opcional. Se define una modulación DBPSK, con referencia el primer símbolo OFDM del cuadro, que toma por valor W_i . Luego señal modulada toma los valores $(+4/3, 0)$ y $(-4/3, 0)$ para representar el “0” y el “1” respectivamente. Si no hay información adicional transmitida, se debe enviar “1s” como relleno.

Existen dos tipos de portadoras auxiliares: AC1 y AC2, el segundo tipo, es definido únicamente para segmentos de modulación diferencial.

3.2.16. Transformada rápida inversa de Fourier

Después de armar la estructura de cuadro OFDM, debe computarse para cada símbolo OFDM, la transformada rápida inversa de Fourier, o IFFT del inglés *Inverse Fast Fourier Transform*, tal y como se explicó en la sección 2.2.



Figura 3.23: Arreglo de los segmentos OFDM al calcular la IFFT.

El arreglo de los segmentos OFDM es como en la figura 3.23. El segmento cero debe ser posicionado en el centro de la banda, y los demás son agregados en orden creciente sucesivamente a la izquierda y la derecha. A la derecha del espectro, se agrega siempre un piloto continuo constante con modulación BPSK. Su valor es definido según W_i , y resulta diferente para los distintos modos de transmisión, como se muestra en la tabla 3.10.

Tabla 3.10: Valores binarios e (I, Q) del piloto continuo a la derecha del espectro ISDB-T.

Modo	W_i	Valor (I, Q)
Modo 1	1	$(-4/3, 0)$
Modo 2	0	$(+4/3, 0)$
Modo 3	0	$(+4/3, 0)$

Dada la existencia de este piloto continuo, la cantidad total de portadoras activas en los 13 segmentos, N_a , para cada modo de transmisión será

$$N_a = (108 \times 2^{\text{modo}-1} \times 13) + 1, \quad (3.19)$$

por lo que será necesario agregar *zero-padding* a la hora de calcular la IFFT, que requerirá de $2^{10+\text{modo}}$ puntos para hacer el cálculo. La cantidad de ceros que hay que agregar para realizar el cálculo de la IFFT, N_z , será igual a la cantidad de puntos necesarios para realizar el cálculo, menos la cantidad de portadoras activas:

$$N_z = 2^{10+\text{modo}} - N_a = 2^{10+\text{modo}} - (108 \times 2^{\text{modo}-1} \times 13 + 1). \quad (3.20)$$

Este resultado es diferente para cada modo de transmisión, y los tres valores posibles se presentan en la tabla 3.11. Además se detalla cuántos de esos ceros deben ser agregados a la izquierda, y cuántos a la derecha de las portadoras activas, ya que en todos los casos el número total es impar.

3.2. Diagrama en bloques

Tabla 3.11: Ceros necesarios para el *zero-padding* de la IFFT. Se especifica además cuántos de esos ceros deben ser agregados a la izquierda, y cuántos a la derecha de las portadoras activas.

Modo	N_z	A la izquierda	A la derecha
Modo 1	643	322	321
Modo 2	1287	644	643
Modo 3	2575	1288	1287

3.2.17. Agregado del prefijo cíclico

Luego del cálculo de la IFFT, las muestras en paralelo son puestas en serie. Cada conjunto de $2^{10+modo}$ muestras conforman un único símbolo OFDM en el tiempo, que debe ser transformado de digital a analógico y finalmente movido a la banda correspondiente para realizar la transmisión. Previo a eso, como sucede en la gran mayoría de los sistemas OFDM, debe agregarse un prefijo cíclico, en el que cierta cantidad de las muestras del final del símbolo son copiadas al principio.

Para ISDB-T, el valor del prefijo cíclico es expresado como una porción del símbolo activo, y puede tomar los valores $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{8}$ y $\frac{1}{16}$. Un mayor prefijo cíclico hará al sistema más inmune a la interferencia intersimbólica (ISI) ocasionada por el multicamino, pero redundará en una pérdida del ancho de banda total. Como se discutió en la sección 2.2, para no generar ISI en recepción la respuesta al impulso del canal debe estar acotada al tamaño del prefijo cíclico. Es por eso que resulta importante conocer nuestro canal de manera de elegir el valor óptimo para nuestro CP.

En la figura 3.24 se muestra un resumen de lo discutido en las secciones 3.2.16 y 3.2.17.

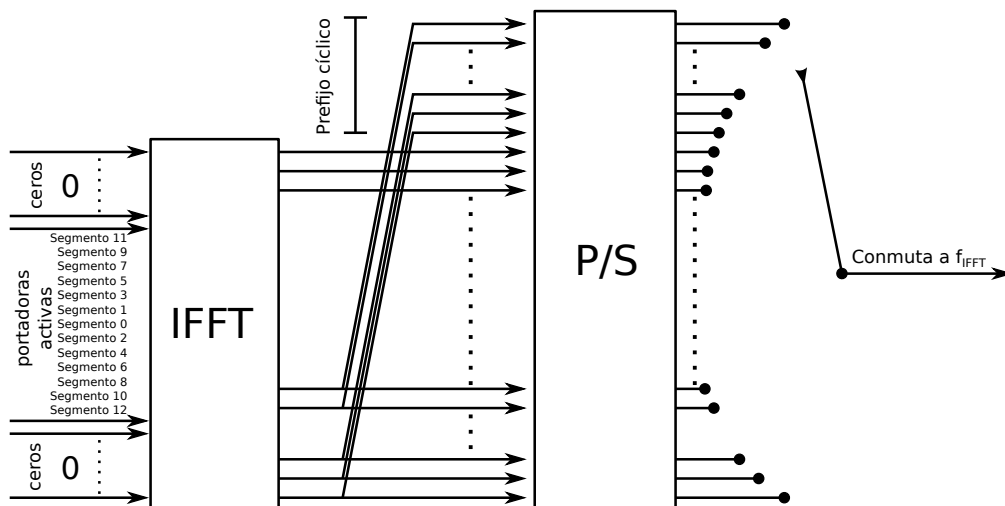


Figura 3.24: Arreglo de los segmentos y el *zero-padding* al calcular la IFFT, y posterior inserción del prefijo cíclico.

3.2.18. Bitrate útil en ISDB-T

Luego de haber presentado todo el sistema transmisor ISDB-T, se muestra en esta sección cómo es posible calcular del bitrate útil para cada una de las configuraciones existentes. Lo primero a tomar en cuenta es que el bitrate obtenido por cada capa jerárquica será independiente, por contar con sus propios tasa de código convolucional y esquema de modulación. Se acostumbra entonces a calcular el bitrate para un segmento de cada capa jerárquica. El resultado puede ser posteriormente multiplicado por la cantidad de segmentos asignados a esa capa, para finalmente sumar el bitrate de cada una de ellas.

La expresión para obtener el bitrate útil para un segmento es la que se presenta en en la ecuación 3.21,

$$r_{seg} = \frac{N_s \times m_L \times R_{RS} \times R_{CC_L}}{T_s(1 + CP)}, \quad (3.21)$$

donde N_s es la cantidad de portadoras de datos utilizadas en ese segmento, m_L y R_{CC_L} son el índice de modulación y la tasa de código convolucional correspondientes a la capa jerárquica L-ésima (a la que debe pertenecer este segmento), R_{RS} la tasa de código Reed Solomon, T_s el tiempo de símbolo activo y CP el valor del prefijo cíclico expresado como una fracción de T_s .

Es posible ver, basado en la tabla 3.1, que la tasa N_s/T_s es constante cualquiera sea el modo de transmisión utilizado, y que R_{RS} toma siempre el valor 188/204. El resto de los parámetros: m_L , R_{CC_L} y CP dependen de la configuración del transmisor.

Un dato interesante a partir de la ecuación (3.21) es que el bitrate máximo que puede obtener un segmento es aproximadamente 1787,28kbps y se corresponde con los parámetros menos robustos: 64QAM como esquema de modulación, una tasa de código convolucional de 7/8 y un prefijo cíclico de 1/32. En este sentido, si se define una única capa jerárquica con todos los segmentos configurados de esta manera, el bitrate máximo obtenido por ISDB-T será aproximadamente 23,235 Mbps. Una tabla detallada con todos los valores calculados para cada caso puede ser consultada en [43].

Capítulo 4

Radio Definida por Software

La radio definida por software (SDR, del inglés *Software Defined Radio*) consiste en implementar radios en las que todas, o al menos algunas, de las funcionalidades de la capa física son implementadas en software. Una radio es cualquier tipo de dispositivo que de manera inalámbrica transmite y/o recibe señales en la banda de radio frecuencia (RF) del espectro radioeléctrico, con el fin de intercambiar información [52]. Hoy en día las radios existen en muchísimos lugares, como por ejemplo teléfonos celulares, computadoras, controles remotos, vehículos y televisores.

El paradigma tradicional de las radios basadas en hardware limita enormemente la reutilización del equipamiento para otros fines, por lo que cualquier cambio de tecnología requiere de intervención física, ya sea mediante el cambio de algún componente o incluso reemplazando completamente el equipo. Por el contrario, la radio definida por software permite reutilizar el mismo hardware simplemente mediante una actualización de software.

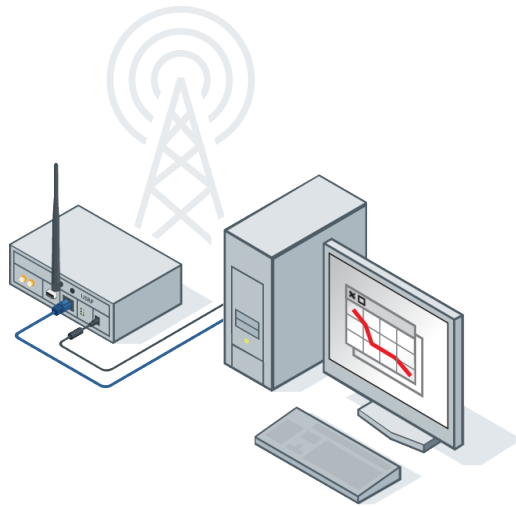


Figura 4.1: Diagrama típico de una radio definida por software [53].

Todo lo necesario para trabajar con SDR es una computadora (puede ser una PC de escritorio estándar), y un dispositivo que se encargue de sintonizar la señal

Capítulo 4. Radio Definida por Software

radioeléctrica a cierta frecuencia configurable, muestrearla a cierta tasa de símbolos también configurable y finalmente enviar las muestras a la PC donde se realiza todo el procesamiento. A esos dispositivos se los conoce como SDRs y existen en el mercado muchas marcas y modelos distintos que van desde unos pocos dólares hasta varios cientos. En la figura 4.1 se ejemplifica un sistema SDR formado por una PC y un dispositivo SDR conectado mediante el puerto ethernet.

En particular, nosotros trabajamos con equipamiento orientado a computadoras personales: USRP (Universal Software Radio Peripheral, de Ettus Research) [54], BladeRF (de Nuand) [55] y HackRF (de Great Scott Gadgets) [56]. Lo que tienen en particular estos equipos es que, además de ser abiertos hasta cierto punto (los controladores utilizados por la PC, el código que corre en sus FPGA/CPDL y los esquemas de hardware), cumplen con los requerimientos necesarios para trabajar con señales de televisión digital (tasas de muestreo superiores a 6 MHz) y son relativamente baratos.

Hoy, una gran cantidad de tecnologías han podido ser implementadas con radio definida por software. Desde una sencilla radio FM [57], hasta una radiobase GSM [58] o un sistema LTE completo [59]. De especial interés para nosotros es *gr-dvbt* [60], una implementación en SDR de un sistema transmisor-receptor en el estándar europeo de televisión digital terrestre (TDT). Como el estándar japonés de TDT está fuertemente basado en esta tecnología, esta implementación fue un referencia importante en nuestro trabajo.

En lo que refiere a software, la opción más popular y soportada por todos los fabricantes mencionados antes es GNU Radio [19]. Ésta es una plataforma gratuita y abierta, que brinda un marco donde implementar los distintos bloques que conforman el sistema de comunicación, además de ya contar con implementaciones de los bloques más frecuentes. Éstos incluyen desde distintas modulaciones (AM, FM, QPSK, etc.) hasta bloques de corrección de errores.

4.1. GNU Radio

GNU Radio [19] es una herramienta de desarrollo gratis y en código abierto que permite implementar radios definidas por software. Su estructura está basada en bloques de procesamiento, muchos de los cuales son provistos por el mismo software, pero también permite a cada usuario implementar los propios. Es licenciado bajo la GNU General Public License (GPL), versión 3, y todos los derechos del código son de la *Free Software Foundation*.

GNU Radio trabaja con flujos de datos constantes que transitan, a través de varios bloques de procesamiento, desde una fuente hacia un final. El flujo puede desplazarse en forma de bytes, números enteros o complejos. Cada bloque define firmas de entrada y salida, que indican la cantidad de flujos de entrada y salida, y sus tipos. Luego, el diseño del sistema de radio se basa en interconectar tales bloques de manera coherente. Existe además una interfaz gráfica denominada GNU Radio Companion [61] que permite la interconexión de los distintos bloques de procesamiento de una manera amigable.

Cuando un diagrama es ejecutado, GNU Radio internamente invoca de manera

secuencial cierto método predefinido en cada bloque. Este bloque procesa el flujo de datos según su funcionalidad. La comunicación entre bloques es implementada mediante memoria compartida, cuyo tamaño es definido según los tipos y las tasas de los datos utilizados.

Una radio puede ser implementada combinando los distintos bloques provistos por GNU Radio y sus contribuidores. Los bloques disponibles implementan elementos estándar, típicamente encontrados en una radio, como por ejemplo: filtros, codificadores de canal, elementos de sincronización, ecualizadores, demoduladores, codificadores, decodificadores. Un aspecto de resaltar de GNU Radio es que además permite a cada uno escribir sus propios bloques, necesarios para cada implementación en particular. Por ejemplo, para implementar nuestro receptor ISDB-T utilizamos ciertos bloques genéricos como por ejemplo filtros o transformadas de Fourier, pero otros bloques particulares para esta tecnología debieron ser implementados. Algunos desde cero y otros fuertemente basados en *gr-dvbt*. En el capítulo 5 se explica esta implementación en detalle.

En general, todo el procesamiento dentro de los bloques es implementado en C++, y se utiliza Python como lenguaje de *scripting*. Por esta razón es posible implementar con esta herramienta sistemas que funcionan en tiempo real, por más que requieran del procesamiento de grandes tasas de datos. GNU Radio Companion es en rigor una interfaz que genera de manera automática el código de Python que se encarga de interconectar los bloques.

Además del flujo de datos entre bloques, muchas veces es necesario algún sistema de señalización entre los bloques. Por ejemplo, en nuestra implementación, cuando el inicio de un cuadro OFDM es detectado, el bloque que lo hace debe avisar a otros bloques aguas abajo que requieren esa información. En GNU Radio existen dos soluciones para el manejo de meta datos e información de control: flujo de etiquetas y un sistema de mensajes. El primero permite asociar información adicional a cierta muestra del flujo de datos, en tanto que el segundo permite la comunicación de bloques en ambos sentidos, y con aplicaciones externas a GNU Radio.

Nuestra implementación utiliza el sistema de etiquetas para indicar en el flujo de datos el inicio y el fin de un cuadro OFDM, la necesidad de resincronización al perder un símbolo OFDM y otros eventos similares. Se utilizó esta funcionalidad porque la necesidad fue una manera de asociar datos a una muestra en particular, para que los bloques que aparecen después en la cadena de procesamiento puedan identificarla de manera correcta.

Un ejemplo sencillo

Para terminar de comprender cómo funciona GNU Radio (y GNU Radio Companion), en la figura 4.2 se muestra el diagrama de bloques de la radio FM implementada en [57].

Capítulo 4. Radio Definida por Software

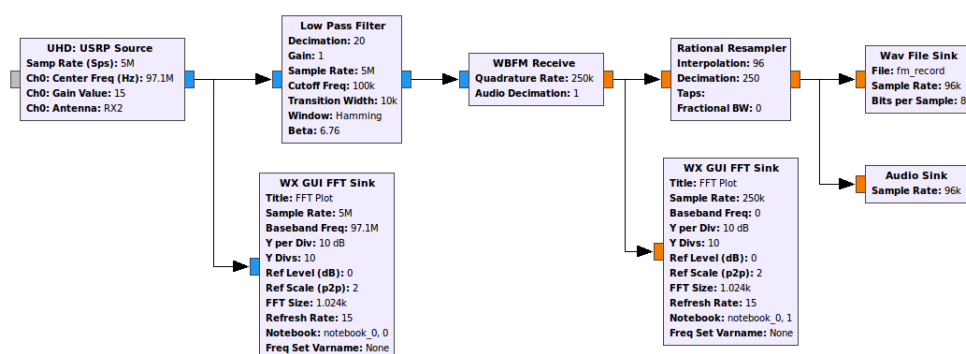


Figura 4.2: Diagrama de bloques del receptor FM implementado en [57], según se ve en GNU Radio Companion.

El bloque **UHD: USRP Source** accede a las muestras del dispositivo SDR (en este caso una USRP). En general los bloques tienen distintos parámetros que pueden ser configurados. En este caso se le indica a la USRP la tasa de muestreo (5 MHz), la frecuencia central del canal a muestrear (97.1 MHz), la ganancia que debe aplicar al canal (15 dB) y cuál de sus antenas el dispositivo debe utilizar para recibir la señal (RX2). Las muestras que salen de este bloque ingresan en otros dos, el **Low Pass Filter** que implementa un filtro pasa-bajos y el **WX GUI FFT Sink** que implementa una transformada rápida de Fourier (FFT) que permite ver el espectro de la señal ni bien ingresan las muestras al PC.

El tipo de muestras que transita entre bloques es configurado en cada uno de ellos y se identifica dentro de GNU Radio Companion con un código de colores. Como la USRP muestrea en fase y cuadratura, a la salida del bloque **UHD: USRP Source** hay complejos (puertos de color celeste), por lo que los bloques subsiguientes deberán recibir también números complejos. El filtro pasa-bajos es entonces un filtro complejo que filtra por un lado las muestras en fase y por el otro las muestras en cuadratura. Entre otros parámetros, a este bloque se le configura la tasa de muestras a la entrada y la frecuencia de corte en banda base, 100 kHz para el caso de una señal FM. También es posible configurar un decimado, que en este caso se configura en 20, porque para el ancho de banda de una señal FM no es necesario trabajar a una tasa de muestras tan alta.

El bloque **WBFM Receive** (Wide-Band FM Receive) se encarga de obtener el mensaje a partir de la señal FM bandabase. Como el mensaje son muestras de audio, a la salida de este bloque no puede haber números complejos, sino que hay números reales representados en punto flotante (puertos de color anaranjado). A este bloque se le debe indicar la tasa de las muestras complejas a la entrada, y si se requiere un decimado, de cuánto debe ser. En este caso, las muestras de audio a la salida tienen la misma tasa que las muestras de la señal bandabase a la entrada.

Los bloques del tipo “sink” son vertederos. Los diagramas de flujo en GNU Radio siempre deben comenzar en una fuente y terminar en un vertedero. En este caso, las muestras llegan a dos vertederos (además del **WX GUI FFT Sink** que sirve para ver el espectro de la señal, en este caso de audio): **WAV File Sink** y **Audio Sink**

4.1. GNU Radio

Sink. El primero recibe las muestras y las almacena en el disco duro de la PC como un archivo WAV, que podrá ser reproducido más adelante, el segundo envía las muestras a la tarjeta de sonido para que las reproduzca en tiempo real.

Las tasas de muestreo más comunes para los archivos WAV son 44100 Hz y 48000 Hz . Por otro lado, es esperable que la tarjeta de sonido de un PC estándar no soporte audios a cualquier tasa de muestreo. Es por esto que antes de los vertederos hay un bloque **Rational Resampler** que se encarga de hacer un cambio en la frecuencia de muestreo de la señal de audio. A estos bloques se les debe definir un valor de interpolación y otro de decimado. Como se quiere transformar la tasa de muestras de 250 kHz a 48 kHz , se realiza la operación más básica: un decimado por 250 y una interpolación por 48. Finalmente, las muestras ingresan a los vertederos a la tasa correcta.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 5

gr-isdbt: un Receptor ISDB-T Implementado en GNU Radio

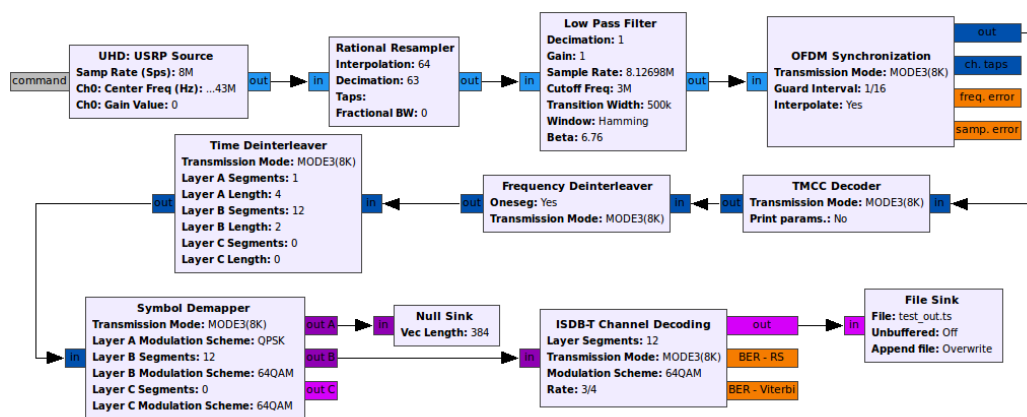


Figura 5.1: Diagrama en bloques de *gr-isdbt* como se muestra en GNU Radio Companion.

En la figura 5.1 se presenta el diagrama de bloques de *gr-isdbt* [3], tal y como se muestra en *GNU Radio Companion*. Se puede ver cómo el dispositivo SDR (en este caso una USRP) sintoniza y muestrea la señal, a cierta tasa permitida por el hardware ya que no todos los dispositivos son capaces de muestrear a tasas arbitrarias. Para ajustar la frecuencia de muestreo a exactamente el valor de la ecuación 3.1,

$$f_{IFFT} = \frac{512}{63} \approx 8.126 \text{ MHz},$$

se debe agregar un bloque *Rational Resampler* que se encarga de hacer una interpolación y luego un decimado, con valores configurables según se precise. Es importante tener en cuenta que por defecto este bloque deja sin distorsionar tan sólo el 80 % del ancho de banda de la señal. Por esta razón, para no degradar la señal de 6 MHz correspondiente al canal sintonizado es que en el ejemplo el muestreo se realizó a 8 MS/s (en vez de 6 MS/s, como podría resultar lógico). El cambio en la

Capítulo 5. gr-isdbt: un Receptor ISDB-T Implementado en GNU Radio

frecuencia de muestreo debe ser entonces 64/63. Finalmente, para filtrar el ruido y eventualmente deshacerse de los canales vecinos es necesario filtrar la señal con un pasa-bajos de frecuencia de corte $f_c = 3 \text{ MHz}$. Esto fue implementado con el bloque `Low Pass Filter` provisto por GNU Radio.

El siguiente paso después del filtrado es realizar la sincronización OFDM. Esto es, encontrar las muestras correspondientes al inicio de cada símbolo, y estimar, para luego corregir, los desfases en la frecuencia de la portadora y en el reloj del sistema. También debe ser estimado y ecualizado el canal radioeléctrico. Este proceso fue implementado en dos pasos: primero una fase de adquisición, en la que el cálculo se realiza en lazo abierto, y luego una fase de seguimiento en la que el sistema es realimentado. En las siguientes secciones se detalla este procedimiento y luego se comenta el resto de los bloques. Finalmente, se muestra una aplicación fundamental de *gr-isdbt*: ser un sistema de medición abierto en todos los puntos de la cadena de recepción.

5.1. Sincronización OFDM: adquisición

El objetivo principal de la fase de adquisición es obtener un vector de $2^{10+\text{modo}}$ números complejos que representen de la mejor manera posible cada una de las muestras del símbolo OFDM recibido. Estas muestras posiblemente no sean “óptimas”, pero sí utilizables por los bloques de ecualización y decisión. Luego, en la etapa de seguimiento los errores de muestreo podrán ser corregidos.

El algoritmo que utilizamos para resolver este problema es un enfoque clásico propuesto en [62], que considera tan sólo dos incertidumbres: el tiempo de arribo del símbolo OFDM (θ) y el desfase en la frecuencia de la portadora (ϵ). El modelo propuesto para la señal recibida es entonces

$$r[k] = s[k - \theta]e^{j2\pi\epsilon k/N} + n[k], \quad (5.1)$$

donde $s[k]$ es la señal transmitida y $n[k]$ es AWGN. La idea fundamental del algoritmo es aprovechar que debido al prefijo cíclico, las primeras y últimas L muestras de cada símbolo transmitido son las mismas. De esta manera, la autocorrelación de las muestras recibidas con un retardo de $N = 2^{10+\text{modo}}$, y promediadas sobre las L muestras correspondientes al tamaño del prefijo cíclico, debe ser máxima exactamente al inicio del CP. En particular, se prueba que la función de máxima verosimilitud utilizada para estimar θ es justamente la autocorrelación anterior, más cierto término que se encarga de descartar falsos positivos debidos a muestras muy grandes:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \left| \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} r[k]r^*[k+N] \right| - \rho \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} \frac{|r[k]|^2 + |r[k+N]|^2}{2}, \quad (5.2)$$

donde $\rho = \sigma_s^2 / (\sigma_s^2 + \sigma_n^2) = \text{SNR} / (1 + \text{SNR})$.

Una vez que los límites del símbolo son definidos, sólo resta calcular el desfase en frecuencia de la portadora. Si nos basamos en la ecuación (5.1) es posible ver

5.1. Sincronización OFDM: adquisición

que la única diferencia entre las primeras y últimas L muestras (más allá del ruido, que siempre va a estar) es la fase generada por el error en frecuencia que buscamos estimar. Este análisis sugiere el siguiente estimador para ϵ (que además se prueba que es de máxima verosimilitud):

$$\hat{\epsilon}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{k=\hat{\theta}_{ML}}^{\hat{\theta}_{ML}+L-1} r[k]r^*[k+N] \right\}. \quad (5.3)$$

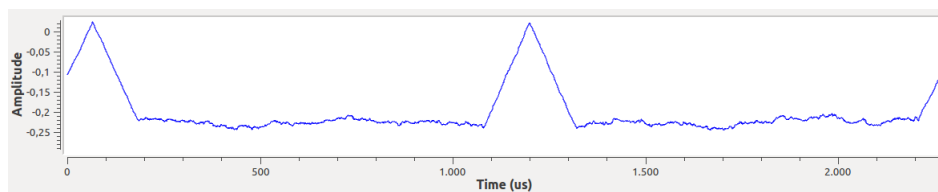
Debido a la ambigüedad de la función argumento se asume de manera arbitraria que $0 \leq \epsilon < 1$. Por esta razón este proceso es denominado *corrección fraccional de frecuencia*. La *corrección entera de frecuencia* será realizada en otro bloque.

Nuestra implementación funciona de la siguiente manera. Cuando la sincronización todavía no fue realizada, como por ejemplo cuando recién se pone a correr el receptor, la ecuación (5.2) es calculada para un período de observación igual a $2N + L$ muestras de la señal recibida $r[k]$. Al encontrar el máximo (estimación de θ), se estima ϵ según la ecuación (5.3). Finalmente, las muestras son rotadas de manera acorde.

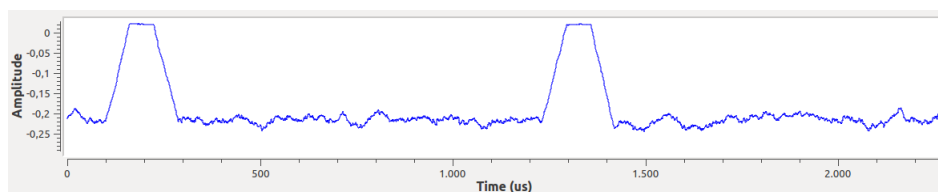
Una vez que la sincronización es lograda, el valor de θ que maximice la ecuación (5.2) no debería cambiar de manera significativa entre símbolos consecutivos: los desvíos entre los relojes del sistema transmisor y receptor, así como el efecto Doppler, en general pueden ser vistos como efectos del canal que serán corregidos más adelante en la cadena de recepción (ver sección 2.3.2). Sin embargo, es posible perder el sincronismo debido a interferencia, o incluso a muestras descartadas por el dispositivo SDR. Lo que se hace entonces es seguir calculando la ecuación (5.2), pero para un pequeño intervalo entorno al θ estimado. Si se detecta un error en la sincronización, por ejemplo si el máximo obtenido es muy pequeño respecto de los máximos anteriores, el procedimiento comienza nuevamente desde cero.

Finalmente, debe tomarse en cuenta que en principio, tanto el modo de transmisión utilizado (N), como el prefijo cíclico (L) no son conocidos en recepción y deben ser estimados. La manera de realizar esto es calcular la ecuación (5.2) para todos los casos posibles. Resulta fácil ver que valores correctos de N y L producirán una señal periódica (de período $N + L$) en forma de triángulos cuyos picos son precisamente la solución buscada, mientras que valores incorrectos de L producirán mesetas, y valores incorrectos de N producirán ruido. Ejemplos de todo esto, obtenidos con *gr-isdbt*, se muestran en la figura 5.2.

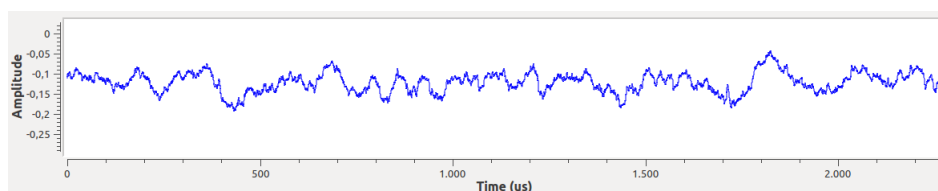
La implementación original de este algoritmo fue tomada de *gr-dvbt*. Sin embargo, contaba con varios defectos que impedían que funcione correctamente. Durante el desarrollo de *gr-isdbt* tuvimos que mejorar mucho el desempeño de este bloque, al punto que nos pidieron que lo contribuyamos a *gr-dtv*, la librería de implementaciones de sistemas de televisión digital de GNU Radio, a la cual pertenece *gr-dvbt*. La contribución fue realizada y ahora la versión de *gr-dvbt* contenida en *gr-dtv* cuenta con nuestra implementación [63].



(a) Modo de transmisión (N) y prefijo cíclico (L) correctos.



(b) Modo de transmisión (N) correcto, prefijo cíclico (L) incorrecto.



(c) Modo de transmisión (N) incorrecto, prefijo cíclico (L) correcto.

Figura 5.2: Resultados de la ecuación (5.2) para distintos valores de N y L .

5.2. Sincronización OFDM: seguimiento

5.2.1. Corrección entera de frecuencia

Una vez obtenidos los $2^{10+\text{modo}}$ números complejos correspondientes a un símbolo OFDM, debe calcularse la FFT de manera de obtener los *constellation points* transmitidos, como se discutió en la sección 2.2. Para este fin, *gr-isdbt* utiliza la implementación proporcionada por GNU Radio. Luego será necesario estimar el canal por lo que debemos identificar la ubicación de los Scattered Pilots (SP) en cada símbolo.

El problema es que cuando el desvío en la frecuencia de la portadora es grande (mayor a la separación entre dos subportadoras OFDM adyacentes, $1/T_s$), la *corrección fraccional de frecuencia* discutida en la sección 5.1 no es suficiente, ya que además existe un desvío entero en la frecuencia de la portadora Δf_I . El efecto es que luego del cálculo de la FFT, ya no es posible afirmar que la cantidad de ceros a los costados de las portadoras activas es como en la tabla 3.11, sino que todas las portadoras se habrán desplazado Δf_I portadoras hacia la derecha. La razón por la cual se da este desplazamiento en el dominio de la frecuencia fue discutida en la sección 2.3.1.

En otras tecnologías como por ejemplo DVB-T, la presencia de pilotos continuos posibilita correlacionar dos símbolos OFDM consecutivos de manera de resolver este problema. Sin embargo, esto no es posible en ISDB-T, ya que no

5.2. Sincronización OFDM: seguimiento

cuenta con este tipo de pilotos (al menos cuando la modulación es coherente). Lo que sí tiene ISDB-T en posiciones constantes son las portadoras TMCC, que si bien están transmitiendo información que en este punto de la cadena de recepción todavía no conocemos, todas transmiten lo mismo.

Debe tomarse en cuenta que las portadoras TMCC son transmitidas con modulación BPSK diferencial, con valor de referencia W_i definido al inicio de cada cuadro OFDM. Este valor es calculado con el circuito de la figura 3.22, donde i es el número de portadora activa. Sea $M = 13 \times 2^{\text{modo}-1}$ la cantidad de total de portadoras TMCC a lo largo de los 13 segmentos, $T[j]$ ($j \in [0, \dots, M-1]$) sus posiciones cuando no hay desvío en frecuencia (valores de i), y sea $Y[k]$ la salida del bloque FFT; la siguiente correlación será máxima cuando $m = \Delta f_I$:

$$\Gamma[m] = \sum_{j=0}^{M-2} W_{T[j]} Y[T[j] + m]. W_{T[j+1]}^* Y^*[T[j+1] + m]. \quad (5.4)$$

Una vez obtenido el valor de Δf_I las portadoras deben ser nuevamente desplazadas.

5.2.2. Estimación de canal

Una vez que sabemos con certeza qué portadora es cada una, es tiempo de estimar el canal para luego ecualizarlo. Esto es, sea $X[i]$ el símbolo transmitido en la i -ésima portadora, entonces cada portadora recibida tomará el valor

$$Y[i] = H[i]X[i], \quad (5.5)$$

con $H[i]$ el complejo con valor la ganancia del canal en la frecuencia correspondiente (ver sección 2.2.3). Lo que debemos hacer entonces es estimar $H[i]$ para cada portadora para luego dividir el complejo recibido de manera de obtener $X[i]$.

Esta tarea debe ser realizada con los SP, ya que cuentan con posiciones y valores predefinidos. Sin embargo, estas posiciones varían de manera cíclica con cada símbolo OFDM. En particular hay cuatro posibles configuraciones, como se pudo ver en la figura 3.21. Un algoritmo muy similar al discutido para las portadoras TMCC es aplicado a los SPs de manera de detectar la configuración actual. Luego, $H[i]$ puede ser calculado para los pilotos dispersos y finalmente, su valor para el resto de las portadoras puede ser estimado mediante una interpolación lineal en frecuencia. Este cálculo se podría complementar con una interpolación en el tiempo.

5.2.3. Seguimiento de tiempo y frecuencia

El objetivo del sistema de adquisición discutido en la sección 5.1 es obtener una estimación razonable para el desvío de la frecuencia de la portadora (ϵ) y el tiempo de arribo del símbolo OFDM (θ). Sin embargo, cierto error residual en frecuencia (al que denotaremos como ϵ') todavía estará presente, entre otras razones porque el sistema de adquisición no toma en cuenta el canal. Este error residual, de no ser corregido introducirá ICI a la señal recibida. Además, es imposible que en un

Capítulo 5. gr-isdbt: un Receptor ISDB-T Implementado en GNU Radio

sistema de comunicaciones real las tasas de muestreo del sistema transmisor y receptor estén perfectamente alineadas, por lo que también debemos asumir que la señal analógica de RF recibida es muestreada a una tasa $(1 + \delta)T$, en vez de la tasa ideal T . El sistema de seguimiento es el que se encarga de estimar ϵ' y δ .

Además de generar ICI, la combinación de ϵ' y δ genera en cada portadora una fase variable en el tiempo [64, 65]. En particular, el número complejo correspondiente a la i -ésima portadora, del k -ésimo símbolo OFDM es multiplicado por el fasor

$$e^{j2\pi\phi_i(k(N+L)+L)/N}, \quad (5.6)$$

con $\phi_i = \epsilon' + i\delta$. Este fasor puede ser considerado como parte de la ganancia del canal, por lo que la diferencia de fase entre dos estimaciones de canal para una misma portadora será proporcional a $\epsilon' + i\delta$.

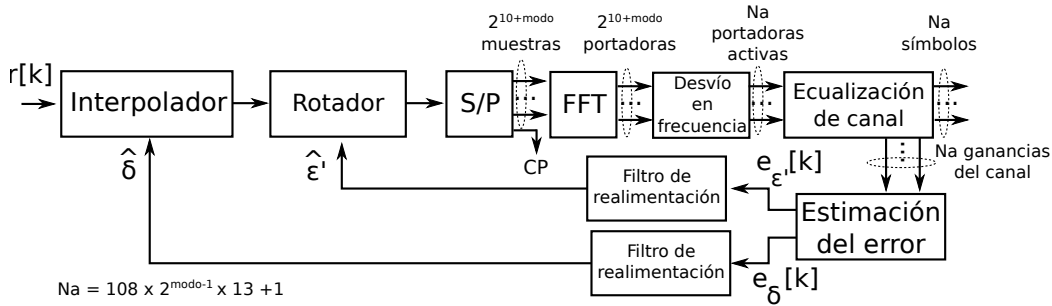


Figura 5.3: Diagrama funcional del subsistema de seguimiento de tiempo y frecuencia.

El resultado anterior sugiere una estructura realimentada del tipo PLL como la que se muestra en la figura 5.3. La señal $r[k]$ ya pasó por el proceso de adquisición. El interpolador se encarga de obtener los valores de las muestras si la tasa de muestreo hubiera sido la ideal, según la estimación de δ ; el rotador se encarga de corregir los errores en la frecuencia de la portadora combinando el error fraccional calculado durante la etapa de adquisición (ϵ), el error entero (Δf_I) y el error residual (ϵ'). Luego se calcula la transformada rápida de Fourier y mediante los algoritmos explicados en las secciones 5.2.1 y 5.2.2 se calcula el error entero en la frecuencia de la portadora (Δf_I) y se estima y corrige el canal, respectivamente. Los errores de ϵ' y δ pueden ser estimados según

$$e_{\epsilon'}[k] = \arg \left\{ \sum_{i=-I}^I H_k[i] H_{k-1}^*[i] \right\}, \quad (5.7)$$

$$e_{\delta}[k] = \arg \left\{ \left(\sum_{i=1}^I H_k[i] H_{k-1}^*[i] \right) \left(\sum_{i=-I}^0 H_k[i] H_{k-1}^*[i] \right)^* \right\}; \quad (5.8)$$

con

$$I = \frac{N_a - 1}{2} = \frac{108 \times 2^{\text{modo}-1} \times 13}{2}. \quad (5.9)$$

5.3. Decodificación de la TMCC y bloques restantes

Esto quiere decir que para el cálculo tomamos como referencia la portadora central del espectro, a la que indicamos como $i = 0$.

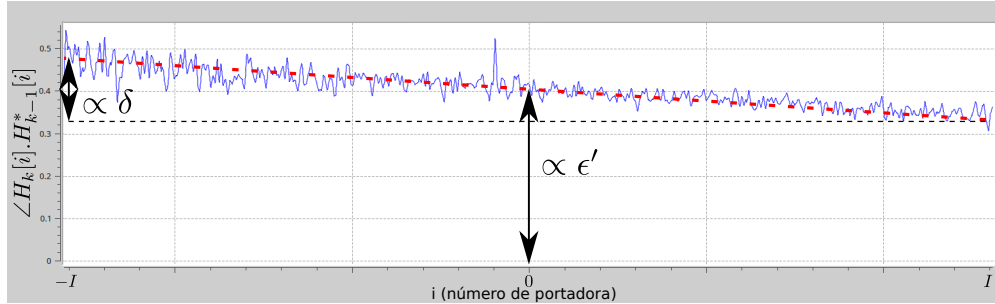


Figura 5.4: Fase de $H_k[i].H_{k-1}^*[i]$ en función del número de portadora.

En la figura 5.4 se grafica, con *gr-isdbt*, la fase de $H_k[i].H_{k-1}^*[i]$ en función del número de portadora. Es posible concluir a partir de la ecuación (5.6) que el valor obtenido al evaluar la gráfica en cero será proporcional a ϵ' , en tanto que la diferencia entre la evaluación de dos puntos simétricos respecto del cero será proporcional a δ .

5.3. Decodificación de la TMCC y bloques restantes

En este punto de la cadena de recepción, luego de sincronizar y equalizar la señal correctamente, es momento de decodificar las portadoras *Transmission and Multiplexing Configuration Control (TMCC)* de manera de configurar los bloques subsiguientes encargados de la decodificación de canal y el desmapeo de los símbolos. Como a lo largo de todo el espectro de la señal OFDM contamos con $13 \times 2^{\text{modo}-1}$ portadoras TMCC, todas transmitiendo la misma información, es posible, para cada bit decodificado, realizar una votación por mayoría de manera de minimizar la probabilidad de error.

Como la TMCC cuenta con un tamaño total de 204 símbolos, 203 de información más uno de referencia para la modulación diferencial, comienza y finaliza con cada cuadro OFDM. Es necesario entonces, realizar lo que se conoce como sincronización de cuadro, esto es, detectar con exactitud dónde comienza y finaliza cada cuadro OFDM. Para eso se puede hacer uso de la palabra de sincronismo de la portadora TMCC que toma alternadamente los valores $w_0 = 0011010111101110$ y $w_1 = 1100101000010001$ según se trate de un cuadro par o impar.

En nuestra implementación, rellenamos un buffer con los últimos 204 bits de estas portadoras, en tanto que los bits 1 a 16 son constantemente comparados con las palabras de sincronismo w_0 y w_1 . Cuando coinciden, se calcula el síndrome del código BCH de los bits 122 a 203. Si no se detectan errores, se da inicio a un nuevo cuadro OFDM y es posible leer la TMCC. Una etiqueta que indica el comienzo del cuadro es transmitida hacia los bloques subsiguientes, ya que algunos algoritmos deben reiniciarse con el inicio de cada nuevo cuadro.

Capítulo 5. gr-isdbt: un Receptor ISDB-T Implementado en GNU Radio

Finalmente, deben filtrarse todos los pilotos de control (SP, AC y TMCC) y dejar pasar sólo las portadoras de datos, reordenadas en sentido creciente según el número de portadora y segmento. Todo el procesamiento realizado entre el filtro pasa-bajos y este punto, fue implementado dentro del bloque ISDB-T **Channel Decoding**. En la figura 5.5 se muestra la constelación de una señal ISDB-T, obtenida dentro este bloque; después de la sincronización OFDM y la equalización de canal, pero antes de remover los pilotos de control. Se trata de una señal configurada con dos capas jerárquicas, una de ellas *one-seg*, que ocupa sólo el segmento central del espectro con sus portadoras moduladas en QPSK; y la otra *full-seg*, con 12 segmentos modulados en 64-QAM. A todo esto se superponen las portadoras piloto (ya sean SP, AC o TMCC), siempre moduladas en DBPSK con amplitudes $\pm 4/3$.

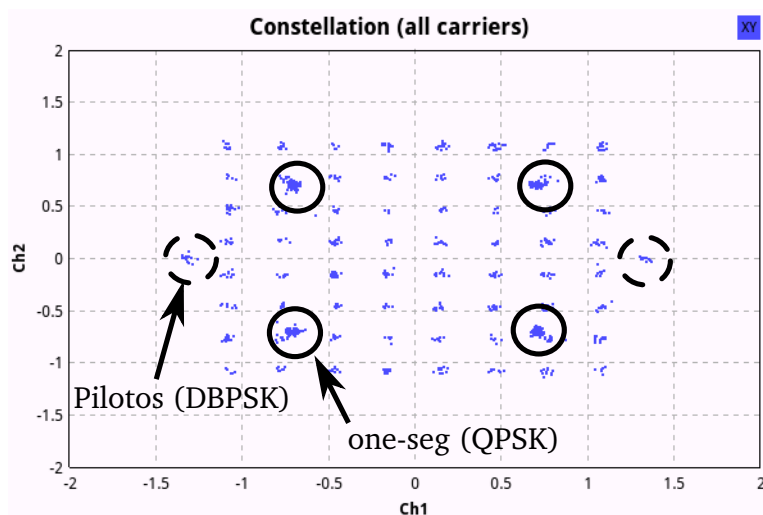


Figura 5.5: Constelación de una señal recibida con *gr-isdbt*. Cuenta con dos capas jerárquicas, una *one-seg* modulada en QPSK y otra *full-seg* modulada en 64-QAM. A todos esto se suman las portadoras piloto moduladas en DBPSK.

El resto de los bloques son bastante triviales, por lo que su implementación no causó mayores complicaciones: sólo se realizó el procesamiento inverso de todo lo visto en el capítulo 3. En la figura 5.1, después del bloque ISDB-T **Channel Decoding** se realiza el desentrelazamiento frecuencial y luego temporal. Más adelante el desmapeo. En este punto cada capa jerárquica es enviada a los subsiguientes bloques de manera independiente; por el momento, el receptor ideal explicado en la sección 3.2.1 no ha sido implementado.

El bloque ISDB-T **Channel Decoding** incorpora el desentrelazador de bits, el decodificador Viterbi, el desentrelazador de bytes, el encargado de realizar el procedimiento inverso al dispersor de energía, y el decodificador Reed Solomon, que es capaz que corregir hasta ocho bytes erróneos. Finalmente, los últimos 16 bytes de cada TSP, que son de paridad, son removidos y el TS resultante puede ser almacenado en el disco duro de la computadora o reproducido en tiempo real. Para reproducir el TS obtenido por *gr-isdbt* en tiempo real primero se debe crear

5.4. *gr-isdbt* como sistema de medición

el archivo de salida como un *FIFO*, y luego correr el diagrama de bloques para alimentar la entrada de cualquier reproductor estándar, como por ejemplo *ffplay*, el reproductor multimedia de *ffmpeg* [66]. En la figura 5.6 se muestra *gr-isdbt* funcionando de esta manera.

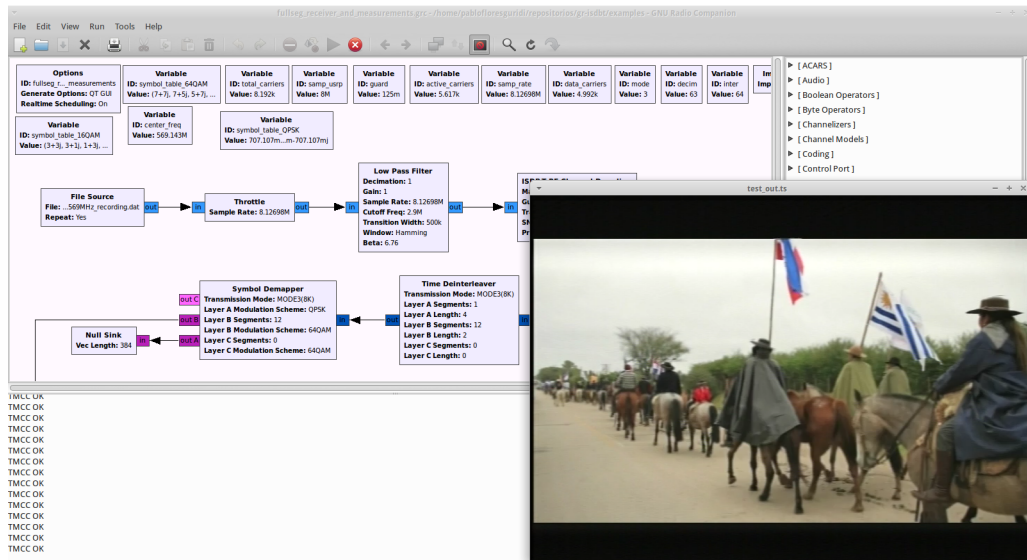


Figura 5.6: *gr-isdbt* funcionando en tiempo real. Su archivo de salida fue previamente creado como un *FIFO* que en este caso alimenta *ffplay*, el reproductor multimedia de *ffmpeg*.

Tanto el decodificador Viterbi como el Reed Solomon fueron tomados de [60] debido a que son idénticos a los utilizados en DVB-T. Sin embargo, durante el desarrollo de *gr-isdbt* encontramos que el decodificador Reed Solomon tenía un problema de memoria que no le permitían corregir errores de un byte. Incluso si el TSP contaba con más de un error, el decodificador era capaz de corregirlos todos menos el primero, dejando siempre un byte erróneo. La fuente del problema fue detectada, corregida y finalmente reportada a GNU Radio [67]. Ellos vieron el problema y optaron por reemplazar la implementación de *gr-dvbt* por la provista por *gr-fec*, un módulo de GNU Radio que implementa distintos códigos correctores de errores, entre los que se encuentra el algoritmo Reed Solomon [68].

5.4. *gr-isdbt* como sistema de medición

Uno de los objetivos de *gr-isdbt* es poder medir distintos indicadores de calidad de la señal recibida. Como el sistema es completamente abierto, es posible realizar medidas en cualquier punto de la cadena de recepción de la señal.

El objetivo de un sistema de medición para un sistema inalámbrico es, en primer lugar, evaluar la calidad en la recepción de la señal, y segundo, caracterizar los problemas que la degradan. De ser posible, un tercer objetivo podría ser detectar la fuente de estos problemas, pero esto es una tarea aún más complicada. Los efectos que degradan la calidad de la señal en recepción tienen tres grandes fuentes: el

Capítulo 5. gr-isdbt: un Receptor ISDB-T Implementado en GNU Radio

transmisor, el canal y el propio receptor. Las no idealidades que pueden aparecer en los receptores fueron discutidas en la sección 2.3, y es posible que muchos de estos problemas también existan en el transmisor. Los efectos del canal fueron discutidos en la sección 2.1.

Cómo solucionar el desfase entre la frecuencia de la portadora del transmisor y el receptor, así como el desfase entre sus relojes internos, se trató en este mismo capítulo. También vimos cómo se debe ecualizar el canal, y los muchos sistemas de protección frente a las distintas fuentes de ruido que tiene ISDB-T. Por ejemplo, los códigos correctores de errores, los métodos de entrelazamiento de bit y byte, temporales y frecuenciales. Si todos estos sistemas de corrección fueran ideales, en recepción se vería la constelación ideal más cierto ruido blanco agregado entorno a cada punto de la constelación. Sin embargo, es imposible corregir la totalidad de las imperfecciones, por lo que las constelaciones además del ruido tendrán corrimientos en fase y amplitud.

En [69, Cap. 9] se especifica una lista de medidas útiles para caracterizar el desempeño de un sistema DVB-T con modulación OFDM. Estas medidas también son útiles para ISDB-T, no sólo por tratarse de un sistema bastante similar, sino porque son en general medidas de calidad importantes para cualquier sistema OFDM. Más allá de que distintas mediciones nos pueden llegar a arrojar distinta información respecto del estado del sistema, las principales tres medidas utilizadas para caracterizar la recepción de un sistema de TV digital son el MER (del inglés *Modulation Error Ratio*) y el BER (del inglés *Bit Error Rate*) antes del decodificador Viterbi y antes del decodificador Reed Solomon.

Durante la implementación de *gr-isdbt* se hizo especial énfasis en la implementación de estas medidas. Es por eso que los algoritmos para calcular el BER en ambos puntos de la cadena de recepción fueron implementados en el bloque **ISDB-T Channel Decoding**, como se puede ver en la figura 5.1. Además, el bloque **OFDM Synchronization** es capaz de devolver las estimaciones del canal para cada portadora en cada símbolo. Para realizar medidas específicas de modulación se implementó *gr-mer* [70], un medidor de errores en modulaciones del tipo QAM, abierto y en GNU Radio. Implementa mediciones de MER, y de otros parámetros que también influyen en el MER, como por ejemplo *System Target Error* (STE), *Carrier Suppression Error* (CSE), *Amplitud Imbalance Error* (AI), *Quadrature Error* (QE) y *Phase Jitter Error* (PJ).

Las mediciones realizadas por *gr-isdbt*, conjuntamente con *gr-mer*, fueron puestas a prueba en comparación con equipos de laboratorio profesionales. Los resultados de las pruebas se presentan en la sección 5.4.2. Antes, se formalizan algunas de las definiciones comentadas en esta sección.

5.4.1. Algunas definiciones

Bit Error Rate (BER)

La tasa de errores de bit es definida como el cociente entre la cantidad de bits erróneos recibidos y la cantidad de bits total recibidos. Existen dos maneras de calcular esta medida: fuera de servicio y en servicio. En el primer caso el transmisor

5.4. *gr-isdbt* como sistema de medición

envía cierta secuencia de bits conocida (en general pseudoaleatoria) al receptor, que al recibirla puede calcular cuántos bit erróneos tiene. Esto puede ser de interés para alguna situación particular pero en general no es posible implementarlo, sobre todo en un sistema en producción. En el segundo caso se utiliza la información de los algoritmos correctores de errores en el receptor. Esta manera de calcular el BER es la más ampliamente utilizada por las herramientas de diagnóstico como ser los analizadores de espectro.

Para que los cálculos de BER en servicio funcionen correctamente, no debe superarse la capacidad de corrección de los códigos de protección utilizados. Por ejemplo, en [69] se indica que si el BER calculado en el decodificador Reed Solomon supera el valor 10^{-3} este deber ser reseteado, ya que ese algoritmo no tiene capacidad para corregir tantos errores.

Modulation Error Ratio (MER)

Por tratarse de una medida del desempeño del receptor o el transmisor en un sistema de comunicaciones digital, el MER debe ser medido luego de la etapa de sincronización. Sea (I_i, Q_i) el i -ésimo símbolo complejo de un conjunto de N símbolos colectados. Luego de que este símbolo sea mapeado al complejo (I_i^*, Q_i^*) por el bloque de decisión, el MER se define como

$$MER = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=0}^{N-1} I_i^{*2} + Q_i^{*2}}{\sum_{i=0}^{N-1} (I_i^* - I_i)^2 + (Q_i^* - Q_i)^2} \right). \quad (5.10)$$

El MER es considerado el equivalente al SNR para sistemas digitales. De hecho, si la única imperfección del sistema fuera el ruido, ambas medidas serían coincidentes. Sin embargo, el MER además refleja otras imperfecciones de los sistemas digitales, muchas de las cuales fueron discutidas en la sección 2.3.

Es posible concluir de la ecuación (5.10) que en un sistema de comunicaciones ideal el MER sería infinito, sin embargo eso es obviamente imposible.

System Target Error (STE)

Al analizar la constelación recibida, es posible ver que los puntos en el plano complejo nunca caen perfectamente en sus posiciones ideales. De hecho, lo que realmente se ve es una nube de puntos cuyo centro en general ni siquiera coincide con el centro de la región de decisión. Este desplazamiento de la nube puede ser caracterizado mediante el STE. Las principales fuentes que generan este desplazamiento son: desbalance I/Q y desvío DC, ambas discutidas en la sección 2.3. Otros efectos como por ejemplo el ruido de fase directamente deforman la nube.

Para calcular el STE se toma un conjunto de N símbolos y se define S_{rms} según

$$S_{rms} = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} (I_i^{*2} + Q_i^{*2}), \quad (5.11)$$

con (I_i^*, Q_i^*) el complejo asignado al i -ésimo símbolo luego del bloque de decisión. Luego, se define como d_i a la distancia entre (I_i^*, Q_i^*) y el valor medio de los puntos que fueron mapeados a ese complejo.

Capítulo 5. *gr-isdbt*: un Receptor ISDB-T Implementado en GNU Radio

Finalmente, se definen al STE medio (STEM) y su desviación (STED) como

$$STEM = \frac{1}{MS_{rms}} \sum_{i=0}^{M-1} |d_i|, \quad (5.12)$$

$$STED = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{M-1} |d_i|^2}{MS_{rms}^2} - STEM^2}; \quad (5.13)$$

con M la cantidad de puntos de la constelación.

5.4.2. Pruebas de laboratorio

Se comparó *gr-isdbt* con un analizador Promax TV Explorer HD ISDB-T/T_B [71] (en adelante Promax). Se trata de un equipo de gama media, específico para análisis de calidad de señal en transmisiones ISDB-T. Las medidas se llevaron a cabo en el Centro de Desarrollo de Contenidos y Laboratorio de Televisión Digital, ubicado en el LATU, y que depende de la DINATEL. Se utilizó para transmitir señal un equipo EiTV Payout [72] (en adelante payout), que a su vez utiliza para modular una placa Dektec DTA-2111 [73]. La señal modulada fue conectada por cable a un atenuador, de manera de controlar la potencia entregada a los equipos de medición, y luego un divisor de señal. Una de las salidas del divisor fue conectada al Promax, y la otra al dispositivo USRP que alimenta *gr-isdbt*.

La salida en RF del payout cuenta con un conector F hembra, de 75Ω de impedancia, al igual que la entrada del Promax. Sin embargo, el USRP cuenta a la entrada con un conector SMA hembra, de impedancia 50Ω , por lo que en este caso fue necesario adaptar impedancias. Como *gr-isdbt* no mide niveles de potencia recibida, los niveles de referencia fueron medidos en todos los casos con el analizador Promax. Debido a que no tenemos caracterizados el adaptador de impedancia y los cables utilizados, no es posible afirmar que la potencia recibida por *gr-isdbt* durante las pruebas haya sido exactamente la misma que recibió el Promax. Es por esta razón que los resultados presentados a continuación deben ser tomados de manera cualitativa, y no cuantitativa. El objetivo fue conocer el comportamiento general de nuestro receptor, no caracterizarlo totalmente respecto de un equipo de referencia.

Durante todas las pruebas, la configuración del transmisor fue la especificada en la tabla 5.1. Las tasas de código convolucional y niveles de potencia fueron definidos en cada caso. Se definió una única capa jerárquica A, con todos los segmentos asignados a ella, y por lo tanto configurados de manera idéntica. Los niveles de señal puestos a prueba fueron $-30dBm$, $-40dBm$, $-50dBm$, $-60dBm$ y $-70dBm$. Para cada potencia, se probó con las tasas de código convolucional $1/2$, $3/4$ y $7/8$.

Se trabajó con dos implementaciones de *gr-isdbt* distintas. La primera de ellas, a la que seguiremos referenciando como *gr-isdbt*, es la que ya hemos descrito en este capítulo. La otra, es la que llamaremos *gr-isdbt one-shot* (*gr-isdbt-osh*), por no tener implementada la etapa de seguimiento presentada en la sección 5.2.3

5.4. *gr-isdbt* como sistema de medición

Tabla 5.1: Configuración del EiTV Playout durante todas las pruebas de laboratorio.

Parámetro	Valor configurado
Frecuencia	$(515 + 1/7) \text{ MHz}$ (canal 21 [74])
Modo de transmisión	3 (8K)
Prefijo cíclico	1/16
Capas jerárquicas	Sólo capa A, los 13 segmentos asignados
Entrelazamiento temporal	4
Esquema de modulación	64QAM
Tasa de código convolucional	A definir en la prueba
Potencia	A definir en la prueba

y descrita en la figura 5.3. Esta diferenciación tuvo dos fines fundamentales. El primero, verificar que efectivamente la etapa de seguimiento mejora sensiblemente la calidad de la señal recibida. El segundo, mostrar que las medidas de calidad son fuertemente dependientes no sólo del equipo receptor, sino también del algoritmo de recepción utilizado; por lo que deben ser interpretadas con cuidado.

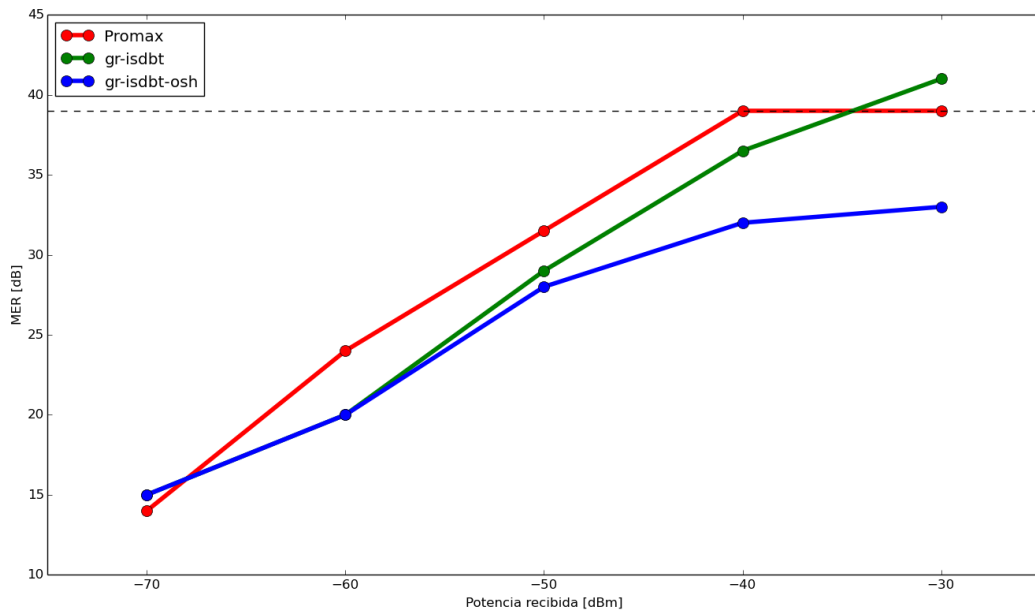


Figura 5.7: Valores de MER en decibeles obtenidos para cada uno de los sistemas puestos a prueba. Las medidas fueron realizadas para las potencias -30 dBm , -40 dBm , -50 dBm , -60 dBm y -70 dBm .

En la figura 5.7 se muestra, para cada uno de los niveles de potencia, las medidas de MER tomadas con el Promax, *gr-isdbt* y *gr-isdbt-osh*, en colores rojo, verde y azul respectivamente. La línea horizontal punteada refleja el nivel máximo de 39 dB capaz de ser indicado por el Promax. A partir de ese valor, ya se asume una recepción en condiciones óptimas, prácticamente sin errores.

Capítulo 5. *gr-isdbt*: un Receptor ISDB-T Implementado en GNU Radio

Es posible ver que las medidas de *gr-isdbt* y *gr-isdbt-osh* están siempre un poco por debajo de las del Promax. Este comportamiento puede deberse a múltiples factores, como por ejemplo mejores componentes en el Promax que en el dispositivo USRP, que agreguen menos ruido y errores durante el proceso de sintonización y muestreo de la señal. También deben considerarse mejores algoritmos para la estimación y corrección de estas no idealidades, mejores algoritmos para la estimación del canal, y hasta debe ser tomada en cuenta la posible atenuación extra agregada por el adaptador de impedancia y los cables no caracterizados necesarios para dar señal al USRP. Lo que sí resulta claro es que para niveles de señal superiores a -60 dBm, *gr-isdbt* se comporta mejor que *gr-isdbt-osh*, y esto es claramente responsabilidad de los algoritmos utilizados para la estimación de los errores en tiempo y frecuencia del dispositivo USRP, por tratarse de la única diferencia entre ambos.

En las figuras 5.8 y 5.9 se muestran las constelaciones obtenidas para cada una de las potencias, con cada uno de los sistemas a prueba. Es posible ver que los resultados son consistentes con los de la figura 5.7. Cabe destacar que los niveles de MER medidos en cada caso, y por lo tanto las constelaciones percibidas, deben ser independientes de la tasa de código convolucional; y así lo fueron durante las pruebas de laboratorio.

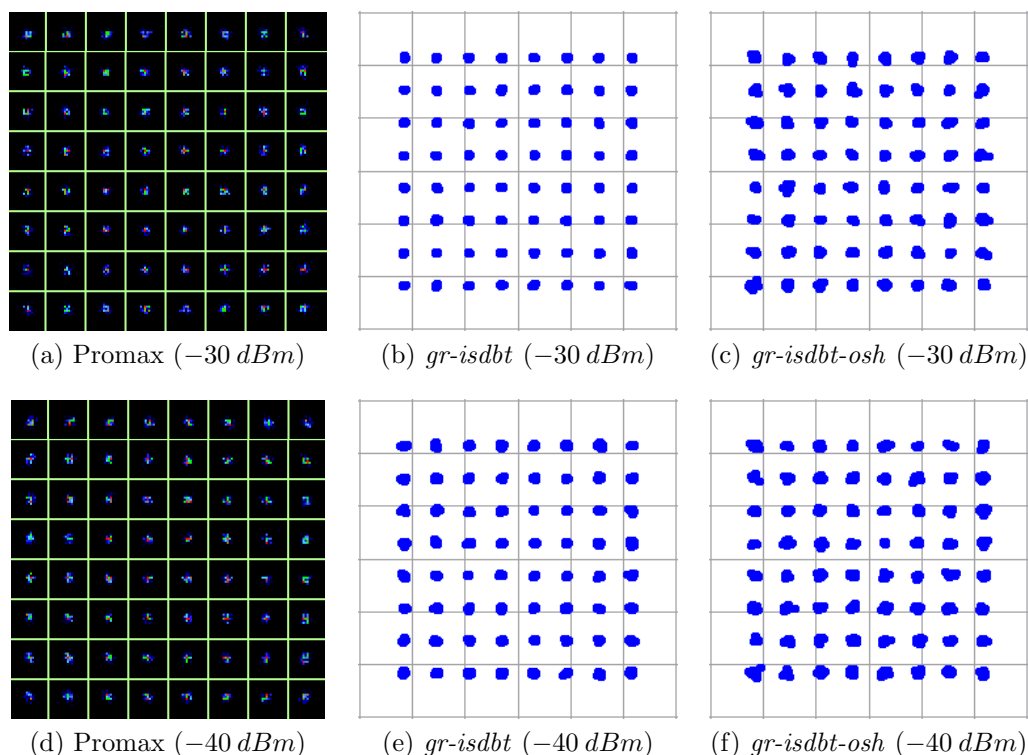


Figura 5.8: Constelaciones recibidas por el analizador de espectro Promax, *gr-isdbt* y *gr-isdbt-osh*. Las potencias recibidas son crecientes y constantes por fila: -30 dBm y -40 dBm respectivamente.

5.4. *gr-isdbt* como sistema de medición

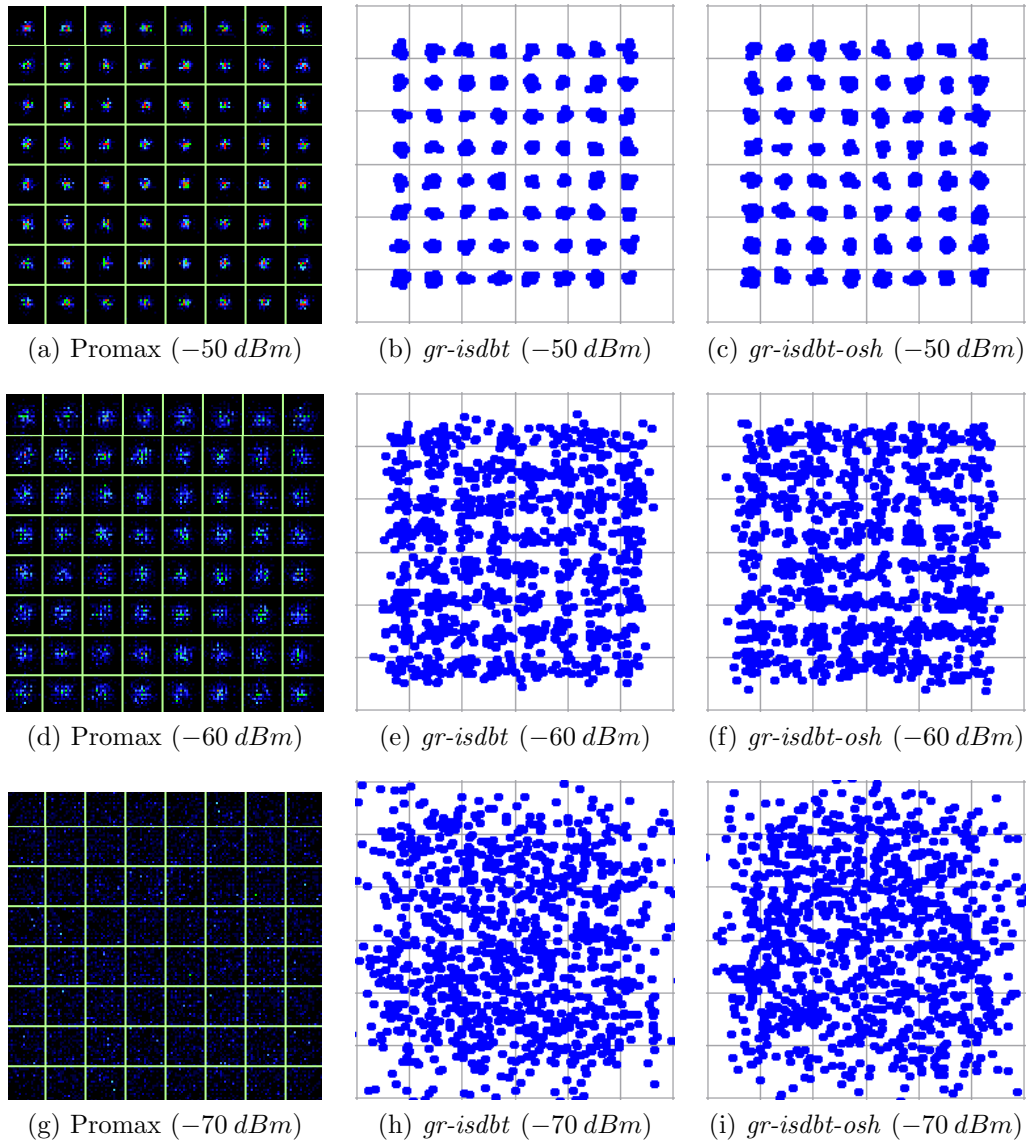


Figura 5.9: Constelaciones recibidas por el analizador de espectro Promax, *gr-isdbt* y *gr-isdbt-osh*. Las potencias recibidas son crecientes y constantes por fila: -50 dBm , -60 dBm y -70 dBm respectivamente.

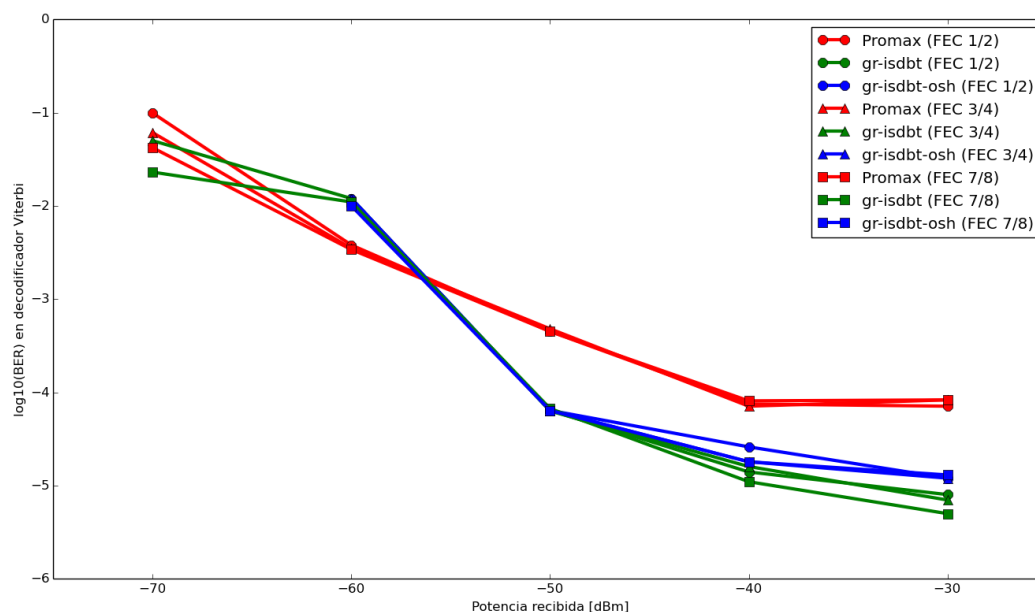


Figura 5.10: Valores de BER medidos en el algoritmo Viterbi para cada uno de los sistemas puestos a prueba. Las medidas fueron realizadas para las potencias -30 dBm , -40 dBm , -50 dBm , -60 dBm y -70 dBm . En cada caso, para las tasas de código convolucional 1/2, 3/4 y 7/8.

Tal y como se comentó en la sección 5.4.1, cuando el BER es medido en servicio, su cálculo debe realizarse durante la decodificación de alguno de los códigos correctores de errores. Particularmente para ISDB-T (así como para DVB-T), la medición se realiza durante la decodificación Viterbi y posteriormente sobre la decodificación Reed Solomon.

En la figura 5.10 se muestran las mediciones de BER en el algoritmo Viterbi para el Promax, *gr-isdbt* y *gr-isdbt-osh*. Se presentan los resultados para cada uno de los niveles de potencia y cada una de las tasas de código convolucional.

El primer resultado que viene a la vista es que a partir de potencias recibidas algo superiores a -60 dBm , ambas versiones de *gr-isdbt* detectan una menor cantidad de errores que el analizador Promax, aunque los niveles de BER medidos hayan sido inferiores. Este resultado nos sugiere que quizás haya que revisar los algoritmos de cálculo de BER y MER utilizados, o incluso la implementación del algoritmo Viterbi. Además, por qué no, poner a prueba el equipo Promax comparándolo con un tercero. Cualquiera sea el caso, comprender esta diferencia requiere de un análisis más profundo que excede el alcance cualitativo de esta primera comparación.

Otro resultado interesante es que para niveles de potencia recibida superiores a -50 dBm *gr-isdbt* mide menos errores que *gr-isdbt-osh*. Este resultado es esperable basado en las medidas de MER de cada uno de ellos. Es posible ver además que para el nivel más bajo de potencia, -70 dBm , los resultados de *gr-isdbt-osh* ni siquiera aparecen, ya que arrojaron resultados incoherentes.

Finalmente, sucede en general que los errores medidos por el algoritmo Viterbi

5.4. *gr-isdbt* como sistema de medición

son superiores para tasas de código convolucional inferiores. Esto resulta natural, ya que tasas más robustas serán capaces de corregir más errores, y no debemos olvidar que lo que realmente estamos midiendo es cantidad de errores detectados y corregidos durante el algoritmo de decodificación.

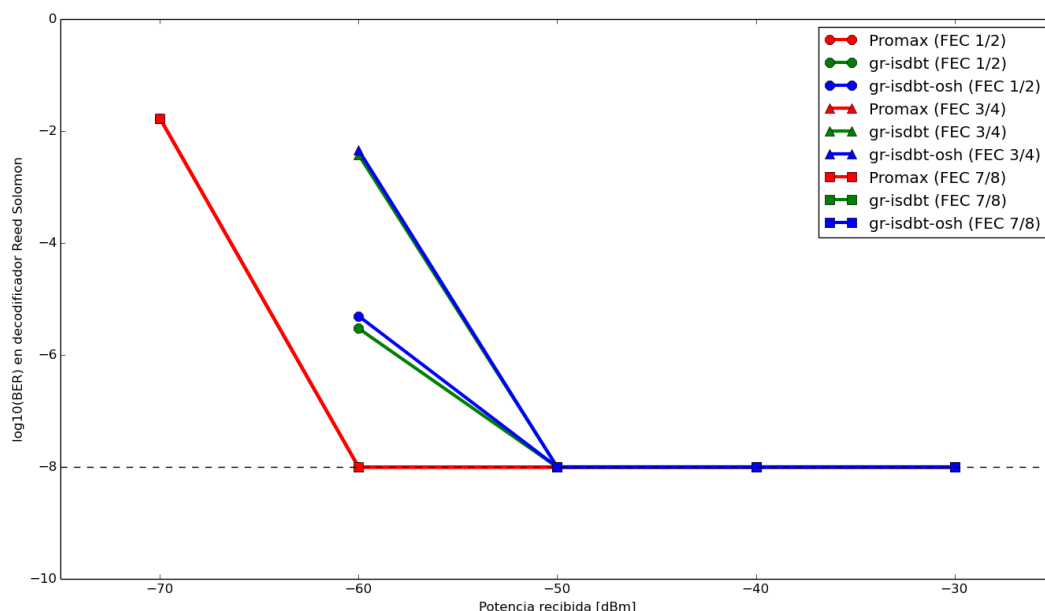


Figura 5.11: Valores de BER medidos en el decodificador Reed Solomon para cada uno de los sistemas puestos a prueba. Las medidas fueron realizadas para las potencias -30 dBm , -40 dBm , -50 dBm , -60 dBm y -70 dBm . En cada caso, para las tasas de código convolucional 1/2, 3/4 y 7/8.

En la figura 5.11 se muestran las mediciones de BER en el decodificador Reed Solomon para el Promax, *gr-isdbt* y *gr-isdbt-osh*. Al igual que para el caso anterior, los resultados se presentan para cada uno de los niveles de potencia y cada una de las tasas de código convolucional.

En este caso, la línea punteada horizontal se ubica sobre el valor $1,0 \times 10^{-8}$, e indica la medida mínima que puede realizar el analizador Promax, a partir de la cual ya podemos asumir que la recepción está libre de errores. Es claro que para niveles de potencia superiores de -50 dBm , todos los sistemas estuvieron libres de errores. Un análisis más interesante puede ser realizado para niveles de señal inferiores.

Para -60 dBm el analizador Promax todavía es capaz que recibir la señal libre de errores, cualquiera sea la tasa de código convolucional utilizada, algo que resulta consistente con la constelación presentada en la figura 5.9. Como también se puede ver en sus respectivas constelaciones, esto no es así para *gr-isdbt* y *gr-isdbt-osh*. Si bien es claro que el primero obtuvo resultados algo superiores, es notablemente mayor el efecto de la tasa de código convolucional utilizada en cada caso. Para la tasa 1/2, los errores pudieron ser corregidos y la señal pudo ser vista casi sin errores, en tanto que para la tasa 3/4 el decodificador trabajaba sobre su

Capítulo 5. gr-isdbt: un Receptor ISDB-T Implementado en GNU Radio

capacidad máxima de corrección y, si bien la señal pudo ser vista, contaba con muchos errores. Para la tasa 7/8, la señal ni siquiera pudo ser decodificada por contar con demasiados errores.

Para -70 dBm , el decodificador Reed Solomon de ambas implementaciones nuestras fue superado y la señal no pudo ser vista en ningún caso. Es por esto que los valores de BER medidos ni siquiera aparecen en el gráfico. Para el analizador Promax, las medidas fueron idénticas para todas las tasas de código convolucional analizadas, del orden de $1,7 \times 10^{-2}$. Este valor está por encima de la capacidad de corrección del algoritmo Reed Solomon, por lo que no debe ser tomado en cuenta.

Capítulo 6

Conclusiones y trabajo a futuro

Esta tesis de Maestría es simplemente un paso más en el proceso de apropiación tecnológica de la norma ISDB-T que la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República ha venido realizando en los últimos años. Durante todo este tiempo se llevaron a cabo varios proyectos de investigación en el área, que permitieron formar de manera sólida los recursos humanos de nuestra institución. Los conocimientos adquiridos durante todo este proceso han sido transmitidos a estudiantes y egresados mediante seminarios, y ya forman parte del temario de más de un curso de grado y posgrado. Además, hubo más de un proyecto de fin de carrera de estudiantes del Instituto de Ingeniería Eléctrica (IIE) y del Instituto de Computación (InCo) involucrado. Y también más de una tesis de Maestría.

Los resultados de los proyectos han sido publicados en distintos congresos y revistas, y han tenido siempre muy buena aceptación. Hoy, la transmisión de televisión digital terrestre en la norma ISDB-T es un tema bien estudiado, que todos nuestros estudiantes pueden aprender, ya sea durante su carrera de grado o posgrado. Todos los proyectos llevados a cabo, así como sus entidades financiadoras, fueron clave durante todo este proceso.

La implementación de *gr-isdbt* logró consolidar nuestros conocimientos en la norma, porque lidiar con implementaciones es realmente un desafío que requiere de una comprensión real en la materia. El receptor no sólo es capaz de obtener el flujo de transporte de cada capa jerárquica y almacenarlo en la computadora, sino que además permite ver televisión en tiempo real. La salida del receptor puede ser alimentada a cualquier reproductor multimedia estándar para ver la señal recibida.

Se mostró que es posible considerar *gr-isdbt* como un sistema de medición confiable y a la vez poco costoso, que además por ser abierto puede tomar cualquier medida que se requiera, y en cualquier punto de la cadena de recepción tan sólo agregando distintos bloques de procesamiento. Si bien las pruebas de laboratorio sugieren que la implementación permite algunas mejoras, las medidas tomadas con este receptor probaron no distar demasiado de las obtenidas con equipamiento profesional utilizado en la industria. Una pequeña revisión puede llegar a convertirlo en una alternativa real.

Este receptor además ayudó a robustecer nuestra competencia en el área de la radio definida por software. Como se explicó en el capítulo 4, si bien *gr-isdbt* es en

Capítulo 6. Conclusiones y trabajo a futuro

parte basado en *gr-dvbt*, algunos de los bloques adaptados del estándar europeo fueron mejorados al punto que nos pidieron que contribuyamos nuestra implementación del bloque principal, encargado de la sincronización de la señal OFDM. Además, se reportaron *bugs* que antes no habían sido detectados.

Es posible descargar *gr-isdbt* libremente, y su código está abierto. Puede ser leído, editado, modificado y redistribuido a gusto. Entendemos entonces que esta no es sólo una contribución a la comunidad de la radio definida por software, sino también a los distintos profesionales y académicos de la región que, al igual que nosotros, tienen la responsabilidad de conocer ISDB-T a fondo.

Creemos además que *gr-isdbt* es una gran contribución a nuestra facultad. Ha sido expuesto en muestras de ingeniería, y es presentado año a año a estudiantes de diferentes cursos de telecomunicaciones para que conozcan de ISDB-T y SDR, y comprendan las dificultades detrás de un sistema de comunicaciones real, pero que también entiendan que es posible implementarlo.

Si bien se ha trabajado mucho, resta todavía mucho más por hacer. En el corto plazo, una revisión de los algoritmos de medición utilizados por *gr-isdbt* puede llegar a equiparar el desempeño de nuestro receptor con el de equipamiento de medición profesional. Luego, como objetivos de mediano plazo, resultaría muy interesante implementar la etapa de transmisión, que seguramente tenga sus propias dificultades y nos deje nuevos conocimientos. Además, estamos considerando contribuir todo *gr-isdbt* a GNU Radio, y que el proyecto forme parte del código principal del entorno. Finalmente, me gustaría modificar el código del receptor de manera de poder obtener el BTS completo, sin necesidad de decidir sintonizar una capa jerárquica o la otra.

En lo que respecta al área de televisión digital dentro del IIE, un objetivo a corto plazo es que su estudio no pierda impulso. Sería interesante que haya cada vez más proyectos de investigación que trabajen en temas de interés para nuestra facultad, que involucren tanto estudiantes de grado como de posgrado, y que el conocimiento resultante pueda ser aprovechado para las siguientes generaciones. Como objetivo a mediano y largo plazo, creo que sería interesante alinear un poco más el foco de nuestros trabajos a los intereses de la industria de manera de fomentar la cooperación entre ambos actores, por ejemplo mediante pasantías y becas a estudiantes de grado y posgrado.

Referencias

- [1] Ministerio de Industria, Energía y Minería. Decreto Número 077/011: Selección de la Norma ISDB-T para la Implantación de la Televisión Digital Terrestre. Revocación del Sistema DVB-T/DVB-H, 2011. <https://www.impo.com.uy/bases/decretos/77-2011>. Acceso: 2016-09-02.
- [2] Ministerio de Industria, Energía y Minería. Decreto Número 315/011: Selección de las Normas DVB-T y DVB-H para la Implantación de la Televisión Digital Terrestre, 2007. <https://www.impo.com.uy/bases/decretos/315-2007>. Acceso: 2016-09-02.
- [3] Federico “Larroca” La Rocca, Pablo Belzarena, Gabriel Gomez Sena, Pablo Flores Guridi, and Victor Gonzalez Barbone. gr-isdbt. <https://github.com/git-artes/gr-isdbt>. Acceso: 2016-08-25.
- [4] ATSC Digital Television Standard. A/53 Part 2, Advanced Television Systems Committee, Inc., 2011.
- [5] Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Television Terrestrial Broadcasting System. Chinese National Standard GB 20600-2006, in Chinese, 2006.
- [6] EN 300 744 V1.6.1. Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television., 2009. http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300700_300799/300744/01.06.01_60/en_300744v010601p.pdf. Acceso 2016-09-02.
- [7] DVB Worldwide. <https://www.dvb.org/news/worldwide>. Acceso 2016-09-02.
- [8] ABNT. Digital terrestrial television – Transmission system. ABNT NBR 15601:2007, Associação Brasileira de Normas Técnicas, Av. Treze de Maio, 13 - 28o andar, 20031-901 - Rio de Janeiro - RJ, 2007.
- [9] Harmonization Documents. <http://www.dibeg.org/techp/aribstd/harmonization.html>. Acceso 2016-09-02.
- [10] Ministerio de Industria, Energía y Minería. Fijación de las Especificaciones Técnicas de los Dispositivos Receptores de las Señales de Televisión Digital, 2013. <https://www.impo.com.uy/bases/decretos/143-2013>. Acceso: 2016-09-28.

Referencias

- [11] Protocolo de Homologación de Receptores ISDB-Tb. <http://www.dinatel.gub.uy/documents/22028/0/Protocolo%20de%20Homologaci%C3%B3n%20de%20Receptores%20ISDB-Tb.pdf>. Acceso 2016-09-02.
- [12] Pablo Flores, Juan Pablo Garella, Gustavo Guimerans, Javier Baliosian, Eduardo Grampín, and María Simon. Testing ISDB-Tb Digital TV Receivers. In *Memorias del XXI Congreso Internacional de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Computación INTERCON 2014*, pages 1–6, 2014.
- [13] Pablo Flores-Guridi, Gustavo Guimerans, Juan Pablo Garella, Javier Baliosian, Eduardo Grampín, Rafael Sotelo, and María Simon. Development of a digital TV receivers test suite. *DYNA*, 82(193):127–136, oct 2015.
- [14] Matias Nassi, Gustavo Guimerans, Pablo Flores Guridi, Juan Pablo Garella, Javier Baliosian, Eduardo Grampín, and María Simon. Interactivity in ISDB-Tb Digital Television: A yet-missing standard. In *VI International Conference on Interactive Digital TV – IV Iberoamerican Conference on Applications and Usability of Interactive TV – Libro de Actas*, pages 327–337, 2015.
- [15] Ministerio de Industria, Energía y Minería. Llamado a Interesados para Obtener Autorización Destinada a Brindar el Servicio de Radiodifusión de Televisión Digital Comercial en Montevideo, 2013. <https://www.impo.com.uy/bases/decretos/144-2013>. Acceso: 2016-09-02.
- [16] Eliana Katz, Federico Larroca, and Ximena Martino. Sapo : software de análisis de propagación outdoor. In *Congreso Regional de Telecomunicaciones, 1. MVD Telcom. Montevideo, Uruguay*, sep 2006.
- [17] Andrés Gómez-Caram, Agustín Labandera, and Gonzalo Marín. Mediciones y modelo de cobertura para televisión digital terrestre, 2014.
- [18] Pablo Flores, Andrés Gómez-Caram, Agustín Labandera, Gonzalo Marín, and María Simon. Studying Digital Terrestrial TV Coverage. In *2014 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), Tsinghua University Beijing, China, 25-27 jun*, pages 1–5. IEEE, 2014.
- [19] GNU Radio. The free & open software radio ecosystem. <http://gnuradio.org>. Acceso: 2016-08-25.
- [20] Federico La Rocca, Pablo Flores, Gabriel Gómez, Víctor González Barbone, and Pablo Belzarena. gr-isdbt: An ISDB-T 1-segment receiver implementation on GNU Radio. In *Computing Conference (CLEI), 2015 Latin American, Arequipa, Perú, 19-23 oct 2015*, pages 1–8. IEEE, 2015.
- [21] Federico Larroca, Pablo Flores-Guridi, Gabriel Gómez, Víctor González Barbone, and Pablo Belzarena. An open and free ISDB-T full seg receiver implemented in GNU radio. In *Wireless Innovation Forum Conference on Wireless Communications Technologies and Software Defined Radio (WInnComm 16), Reston, Virginia, USA, 15-17 mar*, pages 1–10, 2016.

- [22] VQI: Video Quality Indicators for Digital Television, 2013. <http://www2.um.edu.uy/ingenieria/vqi/>. Acceso: 2016-09-02.
- [23] Rafael Sotelo, Juan Pablo Garella, Eduardo Grampín, Javier Baliosian, José Joskowicz, Gustavo Guimerans, and María Simon. Monitoring QoE on Digital Terrestrial TV: A comprehensive approach. In *BMSB 2016 : 11th International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, Nara, Japon, 1-3 jun. IEEE, 2016.
- [24] Benigno Rodríguez Díaz. *Differential STBC for OFDM Based Wireless Systems*. PhD thesis, Technischen Universität Hamburg-Harburg, 2007.
- [25] David Tse and Pramod Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2005.
- [26] Bernard Sklar. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, USA, 1988.
- [27] Andrea Goldsmith. *wireless communications*. cambridge university press, 2005.
- [28] V. Erceg, L. J. Greenstein, S. Y. Tjandra, S. R. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. A. Julius, and R. Bianchi. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(7):1205–1211, Jul 1999.
- [29] S. S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein, A. Kavcic, T. Sveinsson, and V. Tarokh. Uwb indoor path loss model for residential and commercial buildings. In *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, volume 5, pages 3115–3119 Vol.5, Oct 2003.
- [30] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, and K. Fukuda. Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service. *Review of the Electrical Communication Laboratory*, 16(9-10):825–873, 1968.
- [31] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley & Sons Ltd, 2000.
- [32] M. Hata. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 29(3):317–325, Aug 1980.
- [33] *Urban Transmission Loss Models for Mobile Radio in the 900 and 1800 MHz Bands: (revision 2)*. COST 231: European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research. 1991.
- [34] ITU-R. Method for point to area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 mhz to 3000 mhz. Recommendation P1546-5, International Telecommunication Union, September 2013.
- [35] R. W. Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell System Tech. J.*, 45:1775–1796, Dec. 1966.

Referencias

- [36] S. Weinstein and P. Ebert. Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on Communications*, 19(5):628–634, October 1971.
- [37] Ove Edfors, Magnus Sandell, Jan-Jaap van de Beek, Daniel Landström, and Frank Sjöberg. An introduction to orthogonal frequency-division multiplexing. Technical Report TULEA 1996:16, Luleå University of Technology, 1996.
- [38] Tzi-Dar Chiueh and Pei-Yun Tsai. *OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications*. Wiley Publishing, 2007.
- [39] L. Tomba. On the effect of wiener phase noise in ofdm systems. *Communications, IEEE Transactions on*, 46(5):580–583, May 1998.
- [40] E. Costa and S. Pupolin. M-qam-ofdm system performance in the presence of a nonlinear amplifier and phase noise. *Communications, IEEE Transactions on*, 50(3):462–472, Mar 2002.
- [41] B. Razavi. Design considerations for direct-conversion receivers. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, 44(6):428–435, Jun 1997.
- [42] R. Svitek and S. Raman. DC offsets in direct-conversion receivers: characterization and implications. *Microwave Magazine, IEEE*, 6(3):76–86, Sept 2005.
- [43] Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting. ARIB STD B31, Association of Radio Industries and Businesses, 2005.
- [44] Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. ETSI EN 300 744, European Telecommunications Standards Institute, 2009.
- [45] ISDB-T International Harmonization Documents. <http://www.dibeg.org/techp/aribstd/harmonization.html>. Acceso: 2015-01-09.
- [46] Walter Fisher. *Digital Video and Audio Broadcasting Technology – A Practical Engineering Guide – Third Edition*. Springer, 2010.
- [47] Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio: Systems. Standard, International Organization for Standardization, Geneva, CH, December 2000.
- [48] Tektronix. A Layman’s Guide to PCR Measurementstec. Technical brief, 2001.
- [49] M. Uehara. Application of MPEG-2 Systems to Terrestrial ISDB (ISDB-T). *Proceedings of the IEEE*, 94(1):261–268, Jan 2006.

- [50] Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services. ETSI EN 300 421, European Telecommunications Standards Institute, 1997.
- [51] C. Akamine, Y. Iano, G. de Melo Valeira, and G. Bedicks. Re-multiplexing isdb-t bts into dvb ts for sfn. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 55(4):802–809, Dec 2009.
- [52] Wireless Innovation Forum. What is Software Defined Radio? http://www.wirelessinnovation.org/what_is_sdr. Acceso: 2016-08-25.
- [53] Software-Defined Radio (SDR). <http://www.mathworks.com/discovery/sdr.html>. Acceso: 2016-08-25.
- [54] Ettus Research, A National Instruments Company. Universal Software Radio Peripheral. <http://www.ettus.com>. Acceso: 2016-08-25.
- [55] Nuand LLC. bladeRF. <http://nuand.com>. Acceso: 2016-08-25.
- [56] Great Scott Gadgets. HackRF. <http://greatscottgadgets.com/hackrf>. Acceso: 2016-08-25.
- [57] Neel Pandeya. Implementation of a Simple FM Receiver in GNU Radio. https://kb.ettus.com/Implementation_of_a_Simple_FM_Receiver_in_GNU_Radio. Acceso: 2016-08-25.
- [58] Range Networks. OpenBTS. <http://openbts.org>. Acceso: 2016-08-25.
- [59] Saehee Bang, Chiyoungh Ahn, Yong Jin, Seungwon Choi, John Glossner, and Sungsoo Ahn. Implementation of lte system on an sdr platform using cuda and uhd. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 78(3):599–610, 2014.
- [60] Bogdan Diaconescu. gr-dvbt. <https://github.com/BogdanDIA/gr-dvbt>. Acceso: 2016-08-25.
- [61] GNU Radio Companion. <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki/GNURadioCompanion>. Acceso: 2016-08-25.
- [62] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson. ML estimation of time and frequency offset in ofdm systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(7):1800–1805, Jul 1997.
- [63] GNU Radio. gnuradio. <https://github.com/gnuradio/gnuradio>. Commit: <https://github.com/gnuradio/gnuradio/commit/761b62d4660a121c78b6a7ad17fd7b08badcbb88>. Acceso: 2016-08-28.
- [64] M. Speth, S. A. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM – Part I. *IEEE Transactions on Communications*, 47(11):1668–1677, Nov 1999.

Referencias

- [65] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr. Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission – Part II. A case study. *IEEE Transactions on Communications*, 49(4):571–578, Apr 2001.
- [66] FFmpeg. <https://ffmpeg.org>. Acceso: 2016-08-29.
- [67] GNU Radio. gnuradio. <https://github.com/gnuradio/gnuradio>. Pull Request: <https://github.com/gnuradio/gnuradio/pull/894>. Acceso: 2016-08-28.
- [68] GNU Radio. gnuradio. <https://github.com/gnuradio/gnuradio>. Commit: <https://github.com/gnuradio/gnuradio/pull/894/commits/6ab627b21e030b4707f9547b1b73ad1bb3d96914>. Acceso: 2016-08-28.
- [69] Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems. Technical Report 101 290, European Telecommunications Standards Institute (ETSI), 2001.
- [70] Pablo Belzarena, Gabriel Gomez Sena, Victor Gonzalez Barbone, Pablo Flores Guridi, and Federico “Larroca” La Rocca. gr-mer. <https://github.com/git-artes/gr-mer>. Acceso: 2016-08-25.
- [71] Promax. TV Explorer HD ISDB-T/T_B. <http://www.promax.es>. Acceso: 2016-11-12.
- [72] EiTv. EiTv Playout. <http://www.eitv.com.br>. Acceso: 2016-11-12.
- [73] DekTec. DTA-2111. <http://www.dektec.com>. Acceso: 2016-11-12.
- [74] ABNT. Digital terrestrial television – Receivers. ABNT NBR 15604:2007, Associação Brasileira de Normas Técnicas, Av. Treze de Maio, 13 - 28o andar, 20031-901 - Rio de Janeiro - RJ, 2007.

Índice de tablas

3.1. Parámetros definidos para ISDB-T.	33
3.2. Máxima cantidad de paquetes TS que se puede obtener durante un cuadro OFDM, para cada uno de los modos de transmisión.	37
3.3. Cantidad de TSPs por multiplex frame, para cada modo de transmisión, para todos los prefijos cíclicos posibles.	37
3.4. Valores para el ajuste de atraso, necesario previo al entrelazamiento de byte.	43
3.5. Matriz de <i>puncturing</i> utilizada en ISDB-T.	44
3.6. Valores para el ajuste de atraso, necesario a partir del entrelazamiento de bits.	48
3.7. Factor de normalización para cada esquema de modulación.	48
3.8. Ajustes de atraso para distintos valores de entrelazamiento temporal (I) en los distintos modos de transmisión.	51
3.9. Asignación de bits para la portadora TMCC.	57
3.10. Valores binarios e (I, Q) del piloto continuo a la derecha del espectro ISDB-T.	58
3.11. Ceros necesarios para el <i>zero-padding</i> de la IFFT. Se especifica además cuántos de esos ceros deben ser agregados a la izquierda, y cuántos a la derecha de las portadoras activas.	59
5.1. Configuración del EiTV Payout durante todas las pruebas de laboratorio.	79

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de figuras

1.1. Distribución de los distintos estándares de televisión digital terrestre a lo largo de todo el mundo [7].	2
2.1. Mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas [24].	8
2.2. Desvanecimiento multicamino causado por obstáculos estacionarios.	14
2.3. Representación de $h(\tau, t)$ [24]. Las escalas de tiempo no son representativas.	15
2.4. Definición del ángulo ϕ	16
2.5. Esquema básico de un sistema OFDM [37].	17
2.6. El prefijo cíclico es una copia de la última parte del símbolo OFDM [37].	18
2.7. Sistema OFDM ideal bandabase y continuo [37].	18
2.8. Formación del espectro de una señal OFDM [24].	19
2.9. Espectro de una señal OFDM con N subportadoras superpuestas y un ancho de banda W [37].	20
2.10. Sistema OFDM discreto [37].	22
2.11. El desvío en el reloj interno del receptor, respecto del reloj del transmisor, hace que la señal recibida sea muestreada en los instantes incorrectos.	24
2.12. Portadora ruidosa a causa del ruido de fase.	25
2.13. Constelación de un sistema de portadora única afectada por ruido de fase. El esquema de modulación es 16-QAM.	26
2.14. Efecto del desbalance I/Q visto en la constelación de la señal recibida. En (a) el error es en ganancia, en (b) el error es en fase. Adapada de [41].	27
2.15. Efecto del desbalance I/Q visto en el dominio del tiempo. En (a) el error es en ganancia, en (b) el error es en fase. Adapada de [41].	27
2.16. Generación del desvío DC, (a) fugas del oscilador local, (b) irradiación de la señal del oscilador local y (c) señal interferente de entidad dentro de la banda.	28
3.1. Espectro ISDB-T dividido en segmentos y definición del <i>one-seg</i>	33
3.2. Diagrama en bloques del sistema transmisor ISDB-T.	34

Índice de figuras

3.3. TSPs que conforman el BTS. Los primeros 188 bytes corresponden al TSP original. Se agrega al final la <i>ISDB-T Information</i> y opcionalmente la paridad.	35
3.4. Receptor ideal para el armado de <i>multiplex frame patterns</i> [43]. . .	39
3.5. Señal de entrada al divisor jerárquico.	39
3.6. Circuito generador de la secuencia de bits pseudoaleatoria.	41
3.7. Circuito utilizado para el entrelazamiento temporal.	42
3.8. Circuito del código madre utilizado por ISDB-T.	43
3.9. Diagrama del sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación QPSK.	45
3.10. Constelación utilizada con la modulación QPSK.	45
3.11. Diagrama del sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación 16QAM.	45
3.12. Constelación utilizada con la modulación 16QAM.	46
3.13. Diagrama del sistema para el entrelazamiento de bit y la modulación 64QAM.	46
3.14. Constelación utilizada con la modulación 64QAM.	47
3.15. Circuito con el cual se realiza la combinación de las distintas capas jerárquicas. n_c puede tomar los valores 96, 192 o 384 según el modo de transmisión en el que se esté trabajando sea 1, 2 o 3 respectivamente.	49
3.16. Configuración del entrelazamiento temporal. n_c puede tomar los valores 96, 192 o 384 según el modo de transmisión en el que se esté trabajando sea 1, 2 o 3 respectivamente.	50
3.17. Configuración del entrelazamiento temporal dentro de cada segmento. n_c puede tomar los valores 96, 192 o 384 según el modo de transmisión en el que se esté trabajando sea 1, 2 o 3 respectivamente.	50
3.18. Arreglo de las portadoras luego del entrelazamiento temporal. Con y sin ajuste de atraso.	52
3.19. Diagrama en bloques del proceso de entrelazamiento frecuencial. . .	53
3.20. Algoritmo general para el entrelazamiento entre segmentos del entrelazador frecuencial.	53
3.21. Estructura de cuadro OFDM para un segmento con modulación coherente y modo de transmisión 1.	55
3.22. Circuito generador de la secuencia pseudoaleatoria que asigna valores a las portadoras dispersas.	56
3.23. Arreglo de los segmentos OFDM al calcular la IFFT.	58
3.24. Arreglo de los segmentos y el <i>zero-padding</i> al calcular la IFFT, y posterior inserción del prefijo cíclico.	59
4.1. Diagrama típico de una radio definida por software [53].	61
4.2. Diagrama de bloques del receptor FM implementado en [57], según se ve en GNU Radio Companion.	64
5.1. Diagrama en bloques de <i>gr-isdbt</i> como se muestra en GNU Radio Companion.	67

5.2.	Resultados de la ecuación (5.2) para distintos valores de N y L . . .	70
5.3.	Diagrama funcional del subsistema de seguimiento de tiempo y frecuencia.	72
5.4.	Fase de $H_k[i].H_{k-1}^*[i]$ en función del número de portadora.	73
5.5.	Constelación de una señal recibida con <i>gr-isdbt</i> . Cuenta con dos capas jerárquicas, una <i>one-seg</i> modulada en QPSK y otra <i>full-seg</i> modulada en 64-QAM. A todos esto se suman las portadoras piloto moduladas en DBPSK.	74
5.6.	<i>gr-isdbt</i> funcionando en tiempo real. Su archivo de salida fue previamente creado como un <i>FIFO</i> que en este caso alimenta <i>ffplay</i> , el reproductor multimedia de <i>ffmpeg</i>	75
5.7.	Valores de MER en decibeles obtenidos para cada uno de los sistemas puestos a prueba. Las medidas fueron realizadas para las potencias -30 dBm , -40 dBm , -50 dBm , -60 dBm y -70 dBm . .	79
5.8.	Constelaciones recibidas por el analizar de espectro Promax, <i>gr-isdbt</i> y <i>gr-isdbt-osh</i> . Las potencias recibidas son crecientes y constantes por fila: -30 dBm y -40 dBm respectivamente.	80
5.9.	Constelaciones recibidas por el analizar de espectro Promax, <i>gr-isdbt</i> y <i>gr-isdbt-osh</i> . Las potencias recibidas son crecientes y constantes por fila: -50 dBm , -60 dBm y -70 dBm respectivamente.	81
5.10.	Valores de BER medidos en el algoritmo Viterbi para cada uno de los sistemas puestos a prueba. Las medidas fueron realizadas para las potencias -30 dBm , -40 dBm , -50 dBm , -60 dBm y -70 dBm . En cada caso, para las tasas de código convolucional $1/2$, $3/4$ y $7/8$	82
5.11.	Valores de BER medidos en el decodificador Reed Solomon para cada uno de los sistemas puestos a prueba. Las medidas fueron realizadas para las potencias -30 dBm , -40 dBm , -50 dBm , -60 dBm y -70 dBm . En cada caso, para las tasas de código convolucional $1/2$, $3/4$ y $7/8$	83

Esta es la última página.
Compilado el jueves 6 abril, 2017.
<http://iie.fing.edu.uy/>